

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Controlador Tolerante a Falhas para Veículo Elétrico Multi-Motor

Sérgio Daniel de Sousa Almeida

MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Orientador: Prof. Dr. Rui Esteves Araújo

julho de 2013

Resumo

Recentemente, os veículos elétricos multi-motor trouxeram uma nova classe de problemas relacionados com o controlo de movimento do veículo. Em contraste com os tradicionais veículos baseados em motores de combustão interna cujo sistema de transmissão necessita de diferenciais mecânicos, os veículos elétricos possibilitam o controlo independente do binário de travagem/aceleração em cada roda. Esta técnica de atuação, combinada com uma resposta rápida e precisa dos motores elétricos possibilita o melhoramento das tradicionais metodologias de controlo, tais como o controlo direto do momento externo, controlo de tração, entre outros. Contudo os benefícios do controlo independente do binário são contrariados pelo aumento da probabilidade de ocorrência de falhas devido à elevada complexidade dos sistemas de propulsão. A ocorrência de falhas nos motores pode resultar numa deterioração do desempenho do veículo ou mesmo levar à instabilidade devido à perda do binário desejado numa roda. Este contexto motiva o estudo de projetos de controladores que garantam a estabilidade e bom desempenho de um veículo elétrico multi-motor.

A principal ideia proposta com o presente trabalho consiste no projeto de um sistema de controlo que garanta o desempenho e estabilidade de um veículo elétrico multi-motor perante a ocorrência de falhas nos motores. A novidade do trabalho consiste no desenvolvimento de uma metodologia de distribuição de binários capaz de mitigar os efeitos das falhas que ocorrem nos motores. Para isso, a ideia central da metodologia aplicada foca-se na utilização das forças longitudinais para uma atuação direta do valor de binário em cada roda, com o objetivo de controlar o *yaw rate* e simultaneamente o ângulo de *side-slip*. Assim, para a resolução deste problema é apresentada uma metodologia de controlo baseada em técnicas de controlo por modo de deslizamento que garanta a estabilidade e robustez perante falhas ocorridas nos motores e incertezas paramétricas de modelação.

O veículo considerado possui quatro motores dispostos nas quatro rodas e apenas se considera a ocorrência de uma falha num motor para um determinado instante. O veículo possui capacidade direcional apenas nas rodas dianteiras.

Foram realizadas um conjunto de simulações e co-simulações, respetivamente em *Simulink*® e *CarSim*®, com o objetivo de validação do sistema de controlo proposto. As simulações efetuadas demonstram a eficácia do controlador proposto, tendo ficado demonstrada a possibilidade do controlador adequar a distribuição de binários de forma a suportar a ocorrência de uma falha nos propulsores.

Abstract

Recently, the multi-motor electric vehicles open a new class of chassis control problems. In contrast to the traditional vehicles based on internal combustion engines with mechanical differential, electric motors give the possibility to independently control the driving/brake torque of each motor wheel. Such actuation technique combined with the electric motor's fast and precise torque response enhances the traditional control strategies like the direct yaw moment control, traction control systems and other existing methods. However the benefits of independently controlling the torque are counteracted by increasing the probability of failure due to the higher complexity of the propulsion system. Hence, the need to design controllers that guarantee both stability and performance upon the occurrence of faults has been an active area of research. Without the proper accommodations the motors faults may result in vehicle performance deterioration or even instability due to the loss of desired torque on a particular wheel.

The main idea of this work is to define an appropriate control system that allows better handling and mitigation of the motor drive faults. To this end, this work will focus on studying the possibility of using the longitudinal wheel forces to simultaneously control vehicle yaw rate and indirectly control the sideslip as a driver assist system. To address this problem, we present a methodology based on sliding mode control to design robust controllers that guarantee both stability and robustness for actuator faults and uncertainties.

The proposed vehicle has four motors in the four wheels but only the front wheels are steered. It was considered a fault occurrence in each of the four motors.

It was carried out several simulation and co-simulations, *Simulink*[®] and *CarSim*[®] respectively, with the aim of validating the proposed control system. The performed simulations shows the effectiveness of the proposed fault tolerant control in various driving scenarios. It was demonstrated the possibility of the control allocation for an fault occurrence in the actuator's.

Agradecimentos

Em primeiro lugar quero deixar um agradecimento especial ao Professor Rui Araújo. Pelo seu empenho, motivação e disponibilidade conseguiu transmitir o que realmente é importante no mundo académico, a contribuição para a inovação.

Quero também agradecer a todos os meus colegas que me acompanharam ao longo do meu percurso académico que estiveram sempre disponíveis para me ajudarem. Aos colegas de laboratório, um especial obrigado por me aturarem todos os dias e manterem sempre um ambiente construtivo no laboratório.

Gostaria de agradecer à Suse pelo seu apoio incondicional e pela motivação que me transmite.

Finalmente, gostaria de agradecer aos meus pais pelo esforço de me suportarem ao longo da minha vida estudante, e que sempre lutaram por uma melhor formação para os filhos.

Sérgio Almeida

*“I have learned more from
my mistakes than from my successes.”*

Humphry Davy

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos da Dissertação	3
1.3	Contribuições da Dissertação	4
1.4	Estrutura do documento	4
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Introdução	5
2.2	Conceitos Básicos e Terminologia	7
2.3	Falhas, Avarias e Comportamento de Sistema	8
2.4	Classificação das Falhas	10
2.5	Controlo Tolerante a Falhas	12
2.5.1	Classificação de Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas	13
2.5.1.1	Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas Passivos (<i>SCTFP</i>)	14
2.5.1.2	Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas Ativos (<i>SCTFA</i>)	14
2.5.2	Diagnóstico e Detecção de Falhas	16
2.5.2.1	Métodos Baseados em Modelos	17
2.5.2.2	Métodos Não Baseados em Modelos	20
2.6	Visão Geral de <i>CTF</i> em Veículos Elétricos	21
2.7	Conclusões	22
3	Modelo Matemático do Veículo	23
3.1	Introdução	23
3.2	Modelos do Movimento de Veículo	24
3.2.1	Modelo Fundamental	24
3.2.1.1	Equações Fundamentais	24
3.2.1.2	Derivação das Equações de Estado	27
3.2.2	Modelo Simplificado	29
3.2.3	Modelo Equivalente da Bicicleta Linear	32
3.3	Modelo Interface Pneu/Estrada	35
3.3.1	Características Fundamentais	35
3.3.1.1	Velocidade Linear das Rodas	35
3.3.1.2	Ângulo de Deslizamento da Roda (α)	37
3.3.1.3	Deslizamento Longitudinal da Roda (s)	39
3.3.1.4	Força de Atrito ao Rolamento F_{RX}	40
3.3.1.5	Força de Atrito Aerodinamico F_{WINDX}	41
3.3.2	Modelos de Forças	41
3.3.2.1	Modelo da Fórmula Mágica	41

3.3.2.2	Modelo de Aproximação Linear	42
3.4	Modelo Matemático Para o Projeto do Controlador	43
3.4.1	Equações de Modelo Matemático Simplificado	43
3.4.2	Comparação e Validação do Modelo	45
3.4.2.1	DLC @ 60km/h	48
3.4.2.2	J-Turn @ 30 km/h	48
3.5	Conclusões	49
4	Análise de Modelo Matemático Simplificado do Veículo	51
4.1	Funções de Transferência do Modelo Matemático Simplificado	51
4.1.1	Funções de Transferência para Entrada de Ângulo de Direção (δ)	52
4.1.1.1	Caracterização de $\dot{\psi}/\delta$ e β/δ em Regime Permanente	52
4.1.1.2	Caracterização de $\dot{\psi}/\delta$ e β/δ em Regime Dinâmico	57
4.1.1.3	Dedução de Função Transferência para $\dot{\psi}(s)/\delta(s)$ e $\beta(s)/\delta(s)$	59
4.1.2	Funções de Transferência para Entrada de Momento Externo (M_z)	60
4.1.2.1	Caracterização de $\dot{\psi}/M_z$ e β/M_z em Regime Permanente	61
4.1.2.2	Dedução das Funções Transferência	62
4.1.3	Funções de Transferência Finais	63
4.2	Análise de Sensibilidade Paramétrica	65
4.2.1	Caracterização da Sensibilidade Paramétrica para Regime Permanente de $\dot{\psi}$	65
4.2.2	Caracterização Analítica da Sensibilidade Paramétrica para $\dot{\psi}$	67
4.3	Conclusões	68
5	Projeto de Controle e Implementação	71
5.1	Introdução	71
5.2	Conceitos de Controle por Modo de Deslizamento	72
5.3	Características de Veículo	75
5.3.1	Sistema de Propulsão	76
5.3.2	Restrições ao Nível dos Motores	76
5.3.2.1	Curva Característica de Binário Velocidade	76
5.3.2.2	Restrição para Momento Externo Disponível	78
5.4	Objetivos de Controle	80
5.4.1	Reformulação do Modelo Matemático	80
5.5	Modelação das Falhas	81
5.5.1	Modelo com Presença de Falhas	81
5.5.2	Modos de Falhas	82
5.6	Arquitetura do Controlador	83
5.6.1	Bloco de Geração de Sinais de Referência	83
5.6.2	Bloco de Geração de Falhas	85
5.6.3	Bloco de Controle Tolerante a Falhas	86
5.6.3.1	Projeto de <i>CTF</i> por Modo de Deslizamento	86
5.6.3.2	Metodologias de Alocação de Binários	90
5.7	Conclusões	91
6	Resultados e Validação Computacional	93
6.1	Simulações com Modelo Matemático Implementado	93
6.1.1	Lista de Ensaios	93
6.1.2	Sintonia do Controlador	94
6.1.3	Estudos de Simulação	94

6.1.3.1	Linha Reta	95
6.1.3.2	<i>J-Turn</i>	97
6.2	Simulações com Modelo CarSim	100
6.2.1	Modelo CarSim	100
6.2.2	Plataforma de Validação	100
6.2.3	Sintonia do Controlador	102
6.2.4	Lista de Ensaios	102
6.2.5	Estudos de Simulação	102
6.2.5.1	J-Turn	102
6.2.5.2	Single-Lane Change (SLC)	103
6.2.5.3	Double-Lane Change (DLC) com Erros Paramétricos	106
6.2.5.4	Atraso nos Atuadores	107
6.2.5.5	Atraso na Informação	109
6.3	Conclusões	109
7	Conclusão	111
7.1	Conclusões da Dissertação	111
7.2	Desenvolvimentos Futuros	112
A	Estimação Paramétrica - <i>Cornering Stiffness</i>	115
B	Expressões de Sensibilidade Paramétrica	119
C	Plataforma Computacional de Validação Simulink	121
D	Configuração de Modelo CarSim	123
D.1	Interface Principal	123
D.2	Descrição de Blocos de Configuração	123
D.3	Configurações Implementadas	124
	Referências	125

Lista de Figuras

1.1	Exemplo de utilização de controlo tolerante a falhas para veículos	2
2.1	Estrutura de sistema tolerante a falhas	6
2.2	Exemplo de sistema	9
2.3	Interpretação gráfica de comportamento de sistema	9
2.4	Regiões de desempenho de um sistema	10
2.5	Distinção entre falhas nos atuadores, planta e nos sensores	11
2.6	Classificação de falhas pelo seu comportamento temporal a) Falha Abrupta b) Falha incipiente c) Falha intermitente	11
2.7	Modelos básicos das falhas: a) falhas aditivas b) falhas multiplicativas	11
2.8	Áreas de investigação para <i>CTF</i>	12
2.9	Arquitetura clássica de controlo tolerante a falhas	13
2.10	Classificação dos sistemas de controlo tolerantes a falhas (SCTF)	14
2.11	Subsistemas constituintes de sistemas de controlo tolerante a falhas ativo	15
2.12	Estrutura geral de um sistema de controlo tolerante a falhas ativo	16
2.13	Classificação de sistemas <i>DDF</i>	17
2.14	Estrutura básica de um esquema <i>DDF</i> baseados em modelos	18
2.15	Estrutura conceptual de um modelo de diagnóstico de falhas	19
2.16	Estrutura genérica de método de estimação de falhas	20
3.1	Esquemático representativo de veículo de quatro rodas e seus graus de liberdade	23
3.2	Esquemático representativo dos sistemas de coordenadas de um veículo e principais grandezas a ele associadas	25
3.3	Esquemático representativo de ângulos de direção para rodas dianteiras	26
3.4	Exemplo de decomposição de forças para roda dianteira esquerda	28
3.5	Sistema de coordenadas para dinâmica de veículo	30
3.6	Variações dos vetores unitários em ordem ao tempo	31
3.7	Modelo equivalente da bicicleta	33
3.8	Diagrama de blocos para modelo de espaço de estados	34
3.9	Diagrama de modelo interface pneu/estrada	36
3.10	Raios individuais das rodas durante movimento de curva	37
3.11	Raios diferenciais utilizados para determinar as velocidades da roda	38
3.12	Definição do ângulo de deslizamento para roda dianteiras e traseiras	39
3.13	Estrutura de deformação de pneu e respetivos raios	40
3.14	Aproximação linear das forças laterais geradas na interface pneu/estrada	42
3.15	Ilustração representativa de veículo utilizado - A - <i>Class HatchBack</i>	46
3.16	Esquemático representativo de processo de validação de modelo implementado	46

3.17	Manobras aplicadas para validação de desempenho de modelo matemático estabelecido	47
3.18	Resultados de comparação de valores de <i>yaw rate</i> entre modelo de CarSim e modelo proposto	48
3.19	Resultados de comparação de valores de <i>yaw rate</i> entre modelo de CarSim e modelo proposto	49
4.1	Relação entre o raio de curvatura com a velocidade do veículo perante uma entrada constante do ângulo de direção ($\delta_0 = 0.04$ rad)	54
4.2	Relação entre ângulo de <i>Side-Slip</i> em regime permanente de curvatura perante variações da velocidade do veículo ($\delta = 0.04$ rad)	55
4.3	Relação entre <i>Yaw Rate</i> ($\dot{\psi}$) e velocidade de veículo (V_{CdG}) para regime permanente de curvatura ($\delta = 0.04$ rad)	56
4.4	Relação entre ângulo de <i>Side-Slip</i> e velocidade do veículo para entrada M_z em regime permanente ($M_z = 1000$ Nm)	62
4.5	Relação entre <i>Yaw Rate</i> e velocidade de veículo para entrada M_z em regime permanente ($M_z = 1000$ Nm)	63
4.6	Erros normalizados para variação de parâmetros físicos para ganho em regime permanente do $\dot{\psi}$	66
4.7	Análise da sensibilidade para ganho em regime permanente de dinâmica de <i>yaw rate</i>	69
5.1	Estrutura genérica de um controlador para um veículo elétrico multi-motor	72
5.2	Zonas de vizinhança para superfície de deslizamento	74
5.3	Condição de deslizamento (<i>sliding</i>)	75
5.4	Sistema de propulsão do veículo	76
5.5	Curva característica de relação binário-velocidade de motor	77
5.6	Implementação em Simulink para restrição de curva de binário/velocidade	77
5.7	Análise de M_z disponível para diferentes casos de velocidade e coeficiente de atrito	79
5.8	Esquema representativo das falhas nos motores consideradas para o veículo	82
5.9	Esquema de controlo proposto	84
5.10	Exemplo de geração de sinais de referência para <i>Yaw Rate</i>	84
5.11	Plataforma de geração de falhas em ambiente <i>Simulink</i> [®]	86
5.12	Esquemático representativo da função $sat(s/\varepsilon)$	89
5.13	Diagrama de estruturas constituintes do bloco de alocação de binário	90
5.14	Exemplo representativo de metodologia de alocação de binários	91
6.1	Comparação entre trajetória desejada e trajetória de veículo com falha sem controlador	95
6.2	Comparação entre <i>yaw rate</i> e <i>yaw angle</i> de referência com veículo com falha sem controlador	95
6.3	Comparação entre <i>yaw rate</i> de referência e <i>yaw rate</i> obtido com controlador	96
6.4	Comparação entre velocidade longitudinal de referência e velocidade obtida com controlador	96
6.5	Comparação entre trajetória de referência e trajetória obtida com controlador	97
6.6	Valores de binários aplicados com falha FL	97
6.7	Sinal de ângulo de direção (δ)	98
6.8	Comparação entre <i>yaw rate</i> de referência com <i>yaw rate</i> com controlador proposto	98
6.9	Valores de binários para falha considerada em manobra <i>J-turn</i>	99

6.10	Comparação entre trajetória de referência e trajetória de veículo com controle to- lerante	99
6.11	Modelo CarSim aplicado	100
6.12	Plataforma computacional desenvolvida para validação de sistema de controle em CarSim	101
6.13	Análise de <i>yaw rate</i> para diferentes valores de falhas	103
6.14	Binários para manobra <i>J-Turn</i> para modelo Carsim	103
6.15	Manobra SLC e respetivo sinal de <i>yawrate</i>	104
6.16	Erro normalizado para comparação entre valores de <i>yaw rate</i> de referência com valor obtido	104
6.17	Trajectoria de veículo para manobra SLC	105
6.18	Distribuição de binários para manobra SLC	105
6.19	Estudo da variação de l_r com introdução de uma falha RR para manobra DLC . .	106
6.20	Estudo da variação de C_f com introdução de uma falha RR para manobra DLC .	106
6.21	Estudo da variação de V_x com introdução de uma falha RR para manobra DLC .	107
6.22	Binários relativos ao atraso na atuação para uma manobra <i>J-Turn</i> ($\tau = 10$ ms) . .	108
6.23	Comparação entre valores de trajetória e <i>yaw rate</i> sem e com atraso nos atuadores ($\tau = 10$ ms)	108
6.24	Estudo de desempenho de controlador para diferentes valores de atrasos nos atua- dores	109
6.25	Trajectoria de veículo perante diferentes valores de atrasos na informação de M_f .	110
7.1	Representação esquemática de proposta de desenvolvimentos futuros	113
A.1	Forças laterais para entrada em degrau	116
A.2	Ângulos de deslizamento	116
A.3	Valores de <i>cornering stiffness</i> para eixo dianteiro	117
A.4	Valores de <i>cornering stiffness</i> para eixo traseiro	117
C.1	Plataforma computacional para validação e testes de sistema de controle em Si- mulink	121
D.1	Interface geral de ambiente de simulação <i>CarSim</i> [®]	123

Lista de Tabelas

2.1	Técnicas de desenvolvimento para sistemas de controlo tolerante a falhas ativo . .	16
3.1	Parâmetros de veículo simulado	47
4.1	Parâmetros físicos nominais do modelo proposto	65
5.1	Característica de motor	76
5.2	Modos de falhas para os quatro motores	83
6.1	Resumo de ensaios efetuados para simulações com modelo proposto	93
6.2	Falhas injetadas para ensaios com o modelo proposto	94
6.3	Parâmetros de controlador linear	94
6.4	Parâmetros para controlador não linear	94
6.5	Resumo de ensaios efetuados para modelo CarSim	102
6.6	Falhas injetadas para ensaios com modelo CarSim	102
D.1	Parâmetros de configuração de modelo CarSim	124

Abreviaturas e Símbolos

Acrónimos

CdG	Centro de Gravidade
CTF	Controlo Tolerante a Falhas
DDF	Diagnóstico e Deteção de Falhas
DIF	Deteção e Isolamento de Falhas
DOF	<i>Degree of Freedom</i>
DLC	<i>Double-Lane Change</i>
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
I/O	Entradas/Saídas
ICM	Centro Instantâneo de Movimento
IFAC	International Federation of Automatic Control
KBS	<i>Knowledge Based Systems</i>
MDA	Métodos de Diagnóstico Ativo
MDP	Métodos de Diagnóstico Passivo
PDI	Preparação para a Dissertação
SCTF	Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas
SCTFA	Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas Ativo
SCTFP	Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas Passivo
SLC	<i>Single-Lane Change</i>
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>
SF	Fator de Estabilidade (<i>Stability Factor</i>)
USSR	<i>Union of Soviet Socialist Republics</i>
VE	Veículos Elétricos

Notações Matemáticas

x, y, z	Sistema de coordenadas fixo ao CdG do veículo
X_{IN}, Y_{IN}, Z_{IN}	Sistema de coordenadas inercial
\dot{x}, \dot{y}	Componentes de velocidade no sistema de coordenadas do veículo [$m \cdot s^{-1}$]
$\dot{X}_{IN}, \dot{Y}_{IN}$	Componentes de velocidade no sistema de coordenadas inercial [$m \cdot s^{-1}$]
C_f	<i>Cornering Stiffness</i> da roda dianteira [N/rad]
C_r	<i>Cornering Stiffness</i> da roda traseira [N/rad]
g	Constante de aceleração gravítica $g \approx 9.81m/s^2$
K	Matriz diagonal que define as falhas/avarias nos motores
m	Massa do veículo [kg]
k_p, k_i	Ganhos de controlador PI

m_s	<i>Sprung Mass</i> [kg]
m_u	<i>Unsprung Mass</i> [kg]
M_f	Modo de falha
l	Soma de distâncias l_f e l_r [m]
l_f	Distância do eixo dianteiro ao <i>CdG</i> do veículo [m]
l_r	Distância do eixo traseiro ao <i>CdG</i> do veículo [m]
l_s	Distância entre rodas [m]
I_ω	Inércia da Roda [$kg \cdot m^2$]
I_z	Inércia do veículo em torno do eixo z do <i>CdG</i> [$kg \cdot m^2$]
r_{eff}	Raio efetivo da roda [m]
V_{CdG}	Velocidade do <i>CdG</i> do veículo [$m \cdot s^{-1}$]
V_x, V_y	Velocidade longitudinal/lateral do veículo [$m \cdot s^{-1}$]
α	Ângulo de deslizamento individual de cada roda/pneu [rad]
β	Ângulo <i>side-slip</i> do veículo (ângulo entre o eixo x do <i>CdG</i> e V_{CdG}) [rad]
γ_1, γ_2	Constantes positivas utilizadas para definir ganho adaptativo
δ	Ângulo de direção das rodas dianteiras [rad]
δ_w	Variável alternativa para representar δ [rad]
μ	Coefficiente de atrito entre o pneu e estrada
χ	Ângulo <i>pitch</i> (movimento de rotação em torno do eixo y do <i>CdG</i>) [rad]
φ	Ângulo <i>roll</i> (movimento de rotação em torno do eixo x do <i>CdG</i>) [rad]
ψ	Ângulo <i>yaw</i> (movimento de rotação em torno do eixo z do <i>CdG</i>) [rad]
$\dot{\psi}$	<i>Yaw Rate</i> [$rad \cdot s^{-1}$]
$\xi(t, x)$	Variável que define as incertezas do modelo e de medição
ξ_0, ξ_1	Constantes positivas que definem as incertezas do modelo e medição
ρ	Raio de curvatura do veículo [m]
ω	Velocidade angular da roda [$rad \cdot s^{-1}$]
$\dot{\omega}$	Aceleração angular da roda [$rad \cdot s^{-2}$]

Capítulo 1

Introdução

O presente capítulo tem como objetivo realizar uma introdução ao trabalho desenvolvido ao longo da dissertação. É apresentada a motivação para o desenvolvimento do tema em estudo na secção 1.1. De seguida, na secção 1.2, são apresentados de forma sucinta os objetivos do trabalho. A descrição das contribuições do trabalho desenvolvido são apresentadas na secção 1.3. Finalmente, a estrutura do documento é descrita na secção 1.4.

1.1 Motivação

Após a 2^a Guerra Mundial o mundo passou a conhecer a importância dos sistemas tecnológicos. Desde então, a complexidade destes tem aumentado de uma forma crescente [1]. Os sistemas tradicionais de controlo por realimentação quando aplicados a sistemas complexos podem originar deficiências ao nível do desempenho, principalmente quando sujeitos a falhas nos seus transdutores e/ou atuadores [2]. A atual dependência de sistemas tecnológicos complexos sobre projetos de controlo originou a necessidade de desenvolvimento de novas técnicas de controlo que tenham em conta características de eficiência, segurança e redundância. Estas características são particularmente importantes para setores que trabalham com níveis de segurança críticos, tais como a indústria aeronáutica, aeroespacial, automóvel e de produção de energia.

Numa perspectiva histórica, os acidentes de *Three Mile Island* (28 Março, 1979) e de *Chernobyl* (26 Abril, 1986) destacaram a necessidade de evolução dos sistemas de controlo existentes até à data. Em ambos os casos foi concluído que os sistemas de controlo utilizados não conseguiam fornecer garantias sobre a total segurança do sistema. Para contrariar esta falta de segurança foi necessária a introdução de novos conceitos, tais como controlo robusto, diagnóstico de falhas, entre outros, os quais pretendem assegurar níveis de confiança e segurança mais elevados [1].

Atualmente o nível de exigência dos consumidores, a qualidade e fiabilidade de serviço exigida origina que outros setores da economia necessitem também de utilizar alguns dos novos conceitos de controlo tolerante. Um exemplo disso é o setor da indústria automóvel, o qual tem vindo a aplicar estes conceitos de forma a melhorar o desempenho e segurança do veículo. Em particular, na área dos veículos elétricos com múltiplos propulsores, em que a probabilidade de ocorrência de

falhas é superior à probabilidade de ocorrência em veículos convencionais. Com efeito, a maior probabilidade de ocorrência de falhas deve-se à existência de um maior número de atuadores e consequente aumento da complexidade do sistema [3]. Assim, torna-se necessário o estudo de soluções técnicas de controlo avançado que visam a mitigação do efeito da ocorrência de falhas nos propulsores.

A segurança rodoviária é e continuará a ser um tema importante para a indústria automóvel. Segundo estatísticas disponíveis em [4], em 2011 mais de 30.000 pessoas morreram devido a acidentes relacionados com veículos na União Europeia. Efetivamente, a perda de vidas humanas e os prejuízos económicos associados são tremendos, justificando esforços na procura de soluções técnicas que visam aumentar a segurança rodoviária. As principais causas que contribuem para a maioria dos acidentes são [5]: falhas nos equipamentos do próprio veículo, topologia da estrada, manutenção insuficiente da via e comportamento do condutor. De forma a aumentar a segurança rodoviária, a aplicação de sistemas de controlo tolerante a falhas (*CTF*) deve ser considerada. A utilização destas técnicas permite a minimização do efeito das falhas nos equipamentos do veículo e a consequente redução da probabilidade de ocorrência de acidentes rodoviários.

Considere-se um veículo elétrico multi-motor com os quatro motores dispostos nas quatro rodas. Para um determinado instante ocorre uma falha no sistema de propulsão de um dos motores, como por exemplo a perda de geração de binário. Esta falha, originará uma diferença na distribuição de forças e em consequência, levará ao desvio da trajetória normal do veículo. A Figura 1.1 pretende demonstrar a situação descrita. Em casos como o descrito anteriormente, a aplicação de um sistema de *CTF* permite minimizar efeito da falha ocorrida no veículo, contribuindo para o aumento da segurança rodoviária.

Os veículos elétricos (*VE*) têm atraído nos últimos anos um grande interesse não só ao nível académico mas também ao nível industrial devido a questões ambientais e à elevada dependência

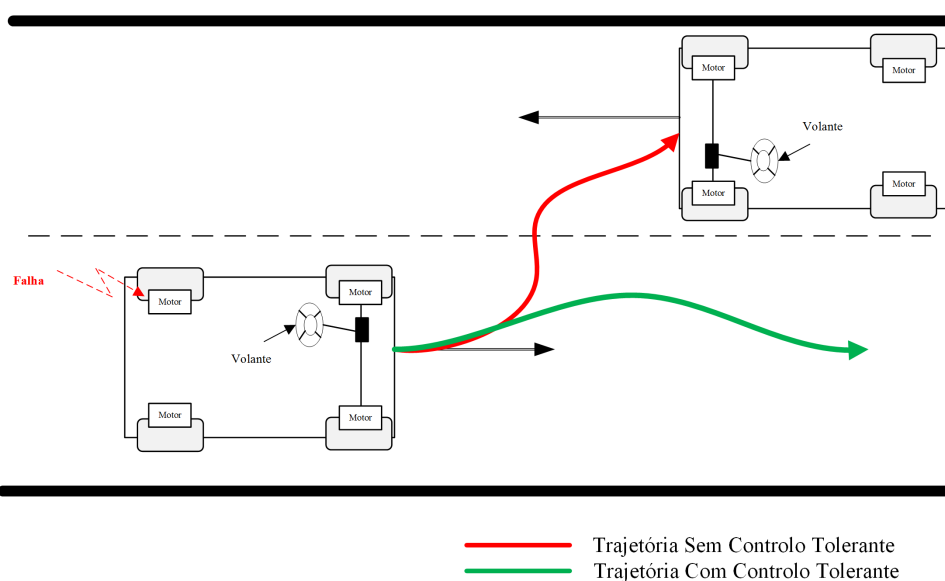


Figura 1.1: Exemplo de utilização de controlo tolerante a falhas para veículos

energética da sociedade contemporânea [6, 7]. Estes, em comparação com os veículos de combustão possuem duas grandes vantagens [8]:

1. O binário dos motores elétricos é controlado de uma forma mais precisa e com um tempo de resposta mais rápido do que o binário dos veículos convencionais (veículos a combustão).
2. É possível ter rodas individuais, ou seja, o binário de cada roda pode ser controlado individualmente levando assim melhorias no controlo da dinâmica do VE.

A indústria automóvel de passageiros tem desenvolvido esforços consideráveis para introduzir no mercado um veículo elétrico que seja capaz de fornecer garantias de desempenho equivalentes ao dos veículos tradicionais [6]. Atualmente já existem alguns modelos a serem comercializados tais como o *Nissan Leaf*, o *Mitsubishi iMIEV* ou o *Fluence Z.E* da Renault. Estas soluções utilizam um único propulsor, contudo é expectável que no futuro exista uma evolução para soluções com múltiplos propulsores [9]. Assim, torna-se necessário implementar, nestes novos veículos, técnicas de *CTF* que permitam aumentar a fiabilidade e segurança de modo a tornar esta tecnologia "sustentável" e desejável no futuro. Na verdade o módulo de tolerância a falhas num veículo elétrico é vital, pois é essencial evitar situações catastróficas tais como a perda de direção, perda de tração numa roda, falhas no sistema de propulsão, entre outros. Na sequência deste aspecto, os trabalhos de Mutoh e Nakano [10], demonstram a partir de simulações para um veículo elétrico multi-motor, que as falhas ocorridas num sistema de propulsão levam à perda de estabilidade do veículo em causa, originando situações perigo rodoviário.

Constitui assim como motivação desta dissertação, o desenvolvimento de um sistema de controlo tolerante a falhas aplicado a um veículo elétrico multi-motor. Este tipo de solução tecnológica poderá ser utilizada para garantir a estabilidade do veículo e consequentemente a segurança do passageiro perante o aparecimento de uma falha nos atuadores dos motores.

1.2 Objetivos da Dissertação

Pretende-se com a presente dissertação desenvolver um conjunto de estudos preliminares sobre a formulação de um *CTF*. Assim, os objetivos propostos para o trabalho a desenvolver são:

1. Revisão e estudo de técnicas *CTF*;
2. Desenvolvimento e estudo do modelo matemático que caracteriza a dinâmica de um veículo elétrico multi-motor;
3. Validação de modelo implementado recorrendo a ferramentas de simulação numérica;
4. Projeto e implementação topologia de *CTF*;
5. Desenvolvimento de plataforma computacional para validação e testes do sistema de controlo desenvolvido;

1.3 Contribuições da Dissertação

Os sistemas *CTF* devido ao seu estado de desenvolvimento possuem um vasto potencial de crescimento. De uma forma geral as principais contribuições com o trabalho realizado foram:

1. Projeto de uma topologia de *CTF* adequada para veículos elétricos multi-motor;
2. Desenvolvimento de uma plataforma computacional que permite a co-simulação com o *software CarSim*[®] para validação e testes de sistema de controlo implementado;

1.4 Estrutura do documento

A presente dissertação encontra-se dividida em sete capítulos que descrevem o trabalho desenvolvido. Os assuntos técnicos relacionados com *CTF* e diagnóstico são introduzidos no capítulo 2. Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos de *CTF*, desde as topologias básicas aos métodos de classificação de sistemas *CTF*. É também realizada uma descrição de processos de diagnóstico para *CTF*.

No capítulo 3 é apresentado de forma detalhada o processo de obtenção de um modelo matemático que caracteriza a dinâmica de um veículo de quatro rodas. É realizada uma revisão dos principais modelos existentes, tais como o modelo completo e o modelo da bicicleta, e de seguida é estabelecido um modelo matemático que caracteriza o veículo elétrico multi-motor. É também realizada a validação do modelo formulado recorrendo-se a uma co-simulação entre as ferramentas *Matlab/Simulink*[®] e *CarSim*[®].

Com o objetivo de compreender melhor o comportamento do veículo elaborou-se no capítulo 4 uma análise do modelo matemático estudado. A análise efetuada engloba a dedução das funções transferência, análise do comportamento em regime permanente perante diferentes características de comportamento do veículo e finalmente uma análise da sensibilidade paramétrica do modelo.

No capítulo 5 é definido de forma detalhada projeto do sistema de controlo proposto. São também introduzidos neste capítulo alguns conceitos de controlo de modo de deslizamento utilizados para o desenvolvimento do *CTF*.

No capítulo 6 apresentam-se os resultados obtidos utilizando as duas plataformas computacionais desenvolvidas. Com o intuito de avaliar e caracterizar o desempenho do sistema de controlo proposto, são realizados um conjunto de ensaios que correspondem a diferentes tipos de manobras passíveis de serem realizadas por um condutor.

Finalmente, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões do trabalho realizado e indicados os desenvolvimentos futuros.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

O presente capítulo sistematiza o levantamento bibliográfico dos principais assuntos técnicos relacionados com a temática da dissertação. No decorrer do capítulo serão apresentados os conceitos e noções essenciais para o desenvolvimento de sistemas de controlo tolerante a falhas. No final do capítulo será descrita uma breve visão geral das principais referências para o desenvolvimento de sistemas de controlo tolerante a falhas aplicados em veículos elétricos multi-motores.

2.1 Introdução

Genericamente, uma falha é algo que altera o comportamento de um processo tecnológico de forma a que o sistema não cumpra os objetivos para o qual foi desenhado [11]. Habitualmente as falhas são classificadas pela sua origem, natureza temporal e a forma de como são modeladas [1]. As últimas duas classificações referenciadas serão estudadas em secções posteriores. Quanto à sua origem podem ser falhas internas (f_i) ou falhas externas (f_e), esta distinção encontra-se representada na Figura 2.1. A título de exemplo, problemas na alimentação de um componente podem ser identificados como falhas de origem interna, enquanto que variações no ambiente, tal como aumento da temperatura e que resultam em eventos não desejados no sistema, podem ser classificadas como falhas de origem externa. Assim, deve-se ter em conta que em qualquer um dos casos a falha é a principal causa de alterações na estrutura e/ou parâmetros do sistema, originando um desvio face ao desempenho esperado [11]. De forma a evitar ou minimizar perigos inerentes a falhas ocorridas num sistema torna-se necessário aplicar técnicas diagnóstico e controlo tolerantes a falhas.

Os sistemas tecnológicos complexos podem ser considerados como uma integração de vários subsistemas. O desempenho global de um sistema tecnológico é a soma dos desempenhos dos subsistemas que o constituem. Caso ocorra uma falha num subsistema é possível afirmar que o desempenho global é alterado [11]. De forma a evitar situações catastróficas em casos de ocorrência de falhas estas devem ser identificadas o mais rapidamente possível e o seu efeito minimizado, tornando o sistema global tolerante a falhas [11]. A inclusão de técnicas de controlo tolerante a falhas veio contribuir a solução deste problema [11, 12].

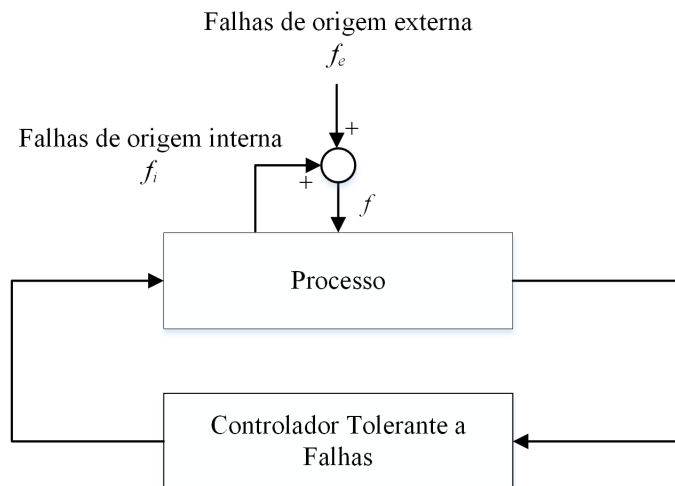


Figura 2.1: Estrutura de sistema tolerante a falhas

O principal objetivo dos métodos de controlo tolerante a falhas é o projeto de um controlador com uma estrutura adequada que mantenha a estabilidade e garanta um desempenho satisfatório. Este projeto deve ser aplicado não apenas quando todos os componentes de controlo estão operacionais, i.e. sistema sem falhas, mas também quando se verifique a ocorrência de uma falha nos atuadores, sensores ou mesmo no próprio processo.

Do ponto de vista da teoria dos sistemas, o controlo tolerante a falhas consiste na interação entre um determinado sistema (Processo/Planta) e um controlador tolerante [11], a Figura 2.1 pretende representar a interação descrita. Como referido anteriormente, uma falha pode ser classificada como sendo de origem externa (f_e) ou de origem interna (f_i), o seu conjunto forma uma falha f que altera o comportamento normal de um sistema. A função controlador representado é analisar o comportamento do processo, identificar as falhas e manipular as grandezas do processo de forma a manter o sistema em malha fechada dentro de uma região de desempenho aceitável.

De uma forma genérica, Blanke [11] identifica que o processo de tornar um sistema tolerante a falhas consiste na implementação de dois passos:

- **Diagnóstico de falhas:** A existência de falhas deve ser detetada e as suas características identificadas;
- **Reconfiguração do controlador:** O controlador deve adaptar-se à situação de falha de forma a manter um desempenho satisfatório do sistema.

Recentemente, o estudo elaborado em [13] indicou a utilização sistemas *CTF* como uma metodologia de controlo indicada para os atuais e futuros processos tecnológicos. Nesta referência é indicada que o desenvolvimento de sinergias entre as tradicionais estratégias de controlo e metodologias *CTF* possibilita o aumento do desempenho no qual estas metodologias são aplicadas.

2.2 Conceitos Básicos e Terminologia

A técnica de tolerância a falhas é utilizada para aumentar a confiabilidade de um sistema [14]. A confiabilidade é um conceito que integra quatro áreas a saber: fiabilidade, disponibilidade, segurança e proteção [15]. Em seguida, apresenta-se de forma sintética os conceitos envolvidos em cada uma das áreas.

- **Fiabilidade** é a capacidade de um sistema, quando necessário, manter o correto funcionamento de todos os processos.
- **Disponibilidade** é a capacidade de um sistema executar qualquer tarefa quando necessário.
- **Segurança** é a característica que qualifica a capacidade de evitar anomalias catastróficas que podem envolver humanos ou custos excessivos.
- **Proteção** é a capacidade de um sistema de prevenir acessos não autorizados.

Existem ainda outros autores [16, 17] que consideram uma característica adicional, a noção de manutenção. A manutenção consiste na necessidade de reparação do sistema e na facilidade com que esta pode ser feita.

A terminologia de algumas das áreas referidas anteriormente pode ter variações entre diversos autores, note-se o exemplo de Mahmoud [18] que chegou a quantificar matematicamente o conceito de disponibilidade (A) representado pela relação expressa em Eq. (2.1).

$$A = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} \quad (2.1)$$

em que $MTBF$ indica o tempo entre as avarias, e $MTTR$ o tempo gasto para reparação.

Outros conceitos e/ou noções de sistemas de CTF devem ser introduzidos para uma correta contextualização do tema em estudo. De seguida são apresentados alguns desses conceitos:

- **Controlo Adaptativo:** Uma abordagem sistemática para o estabelecimento de um controlador em que os parâmetros e/ou leis são ajustadas em tempo real de forma a atingir ou manter o nível desejado de desempenho do sistema;
- **Controlo Robusto:** Capacidade de um sistema manter um desempenho satisfatório na presença de variações paramétricas e/ou perturbações externas;
- **Monitorização:** Uma tarefa contínua em tempo-real para determinar as condições de um sistema físico.
- **Redundância Analítica:** Uso de mais de um método, não necessariamente idênticos para determinar uma variável, onde são aplicados os modelos matemáticos de um processo de uma forma analítica. A redundância analítica é normalmente aplicada com recurso a observadores matemáticos. Para este tipo de redundância não existe a implementação adicional de *hardware*;

- **Redundância Direta:** O sistema físico é considerado redundante, ou seja, a redundância ao nível de *hardware* está disponível. Por outras palavras, num sistema físico caso existam três sensores que meçam o mesmo parâmetro então existe uma redundância dupla ou tripla. Em condições normais, apenas um sensor é suficiente, mas a utilização de dois ou mais sensores garante a fiabilidade de medições em casos de ocorrência de falhas. A redundância direta pode também ser aplicada ao nível dos atuadores;
- **Resíduo:** Um indicador da existência de falhas baseado nos desvios entre as medições e os valores calculados a partir das equações do modelo do sistema;
- **Sintoma:** Alteração do comportamento normal de uma variável observada;

2.3 Falhas, Avarias e Comportamento de Sistema

Em primeiro lugar, torna-se necessária a distinção entre os termos falha e avaria. A definição dada para o presente documento tem por base a definição apresentada pelo comité técnico IFAC SAFEPROCESS (ver referências [2, 19]) que foi desenvolvida de forma a definir uma norma padrão [20] para as áreas de controlo com o objetivo de reduzir conflitos de terminologia entre os investigadores. Esta definição irá permitir o uso destes termos para a apresentação dos conceitos e noções de sistemas de *CTF* em posteriores secções. O comité técnico IFAC, tal como descrito em [2] assume as seguintes definições para os termos de falha e de avaria:

- **Falha:** um desvio não permitido ao comportamento aceitável ou normal, de pelo menos uma propriedade característica ou parâmetro do sistema;
- **Avaria:** uma interrupção permanente da capacidade do sistema realizar uma determinada função quando sujeito a determinadas condições de operação;

Das duas definições apresentadas é possível concluir que uma avaria produz um efeito mais severo do que uma falha. Tome-se o exemplo da ocorrência de uma falha num atuador, neste caso o atuador ainda é utilizável mas terá uma resposta mais lenta ou será menos eficiente. Uma avaria no mesmo atuador torna necessário a sua substituição de forma a que seja mantido um desempenho satisfatório do sistema. Para o presente trabalho apenas se terá em conta a ocorrência de falhas, assim para os restantes capítulos as variações face ao comportamento normal do sistema serão designadas de falhas.

Considere-se um sistema dinâmico como o representado na Figura 2.2. Este sistema tem um conjunto de entradas e saídas e uma relação entre elas descrita por equações dinâmicas. Para um determinado instante de tempo, torna-se possível definir um par ordenado (I, O) em que o primeiro elemento corresponde à entrada e o segundo elemento corresponde à saída do sistema. O conjunto destes pares ordenados define o comportamento do sistema.

Seja \mathcal{U} , o conjunto que define a gama dos sinais de entrada e \mathcal{Y} o conjunto que define a gama dos sinais de saída, então o comportamento do sistema é definido pelo produto cartesiano

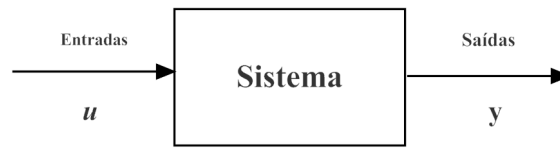


Figura 2.2: Exemplo de sistema

representado por $\mathcal{U} \times \mathcal{Y}$ [11, 21] e pode ser ilustrado pela Figura 2.3. O ponto A representa um par ordenado (I/O) na zona de funcionamento desejável, enquanto que B representa um ponto de funcionamento indesejável ou inconsistente.

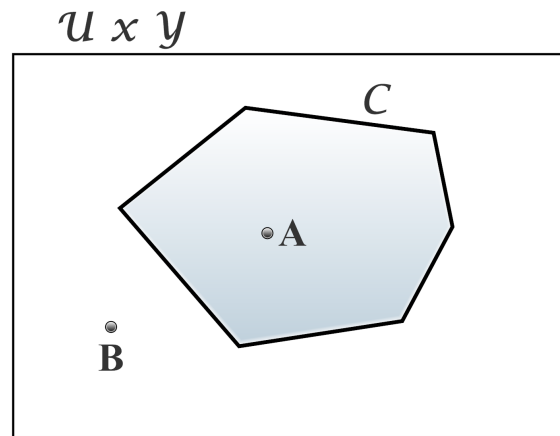


Figura 2.3: Interpretação gráfica de comportamento de sistema (Adaptado [11, 21])

A título ilustrativo considere-se um sistema estático descrito pela seguinte equação:

$$y(t) = k_s \cdot u(t) \quad (2.2)$$

em que k_s é o ganho estático, e $u(t)$ e $y(t)$ são respetivamente a entrada e saída do conjunto de todos os pares ordenados possíveis C , definido como:

$$C = \{(u, y) : y = k_s \cdot u\} \quad u(t), y(t) \in \mathbb{R} \quad (2.3)$$

Geometricamente esta equação é representada graficamente por uma linha reta no sistema de coordenadas u, y . Assim, a Eq. (2.2) representa os valores possíveis que satisfazem os pares I/O . Caso a equação não seja satisfeita, ou seja, $y(t) \neq k_s \cdot u(t)$, então é possível afirmar que ocorreu uma falha no sistema. Graficamente, a situação de avaria seria então caracterizada por outra região no plano.

O desempenho de um sistema pode ser descrito por duas variáveis y_1 e y_2 [11], tal como representado na Figura 2.4. Na região necessária de desempenho (*Region of the required performance*) o sistema satisfaz a sua função e deve manter-se nesta região em todo o tempo de operação. O controlador aplicado mantém o sistema nesta região apesar das incertezas do modelo matemático e perturbações exteriores. A região de desempenho reduzido (*Region of degraded performance*)

caracteriza a região onde ainda é aceitável ter um sistema com falhas. Um sistema encontra-se nesta região quando ocorre uma falha na região necessária e provoca a sua transição para a região de desempenho reduzido. O controlador tolerante a falhas, neste caso deve atuar de forma a prevenir uma degradação do desempenho e uma consequente transição para uma região inaceitável de desempenho (*Region of unacceptable performance*), ou mesmo para uma região de perigo (*Region of danger*). Neste último caso os sistemas devem interromper os processos a ocorrerem na planta do sistema de forma a evitar perigos para o meio e para o próprio sistema.

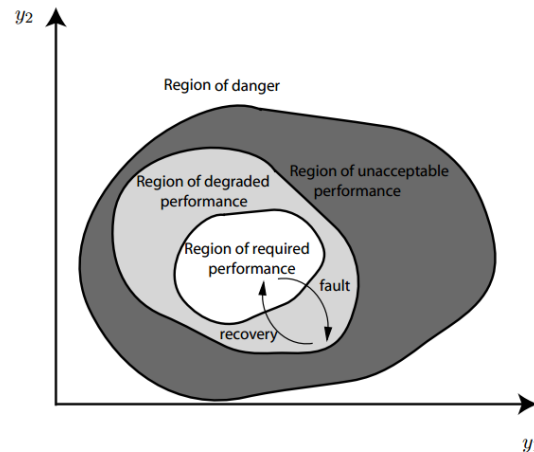


Figura 2.4: Regiões de desempenho de um sistema [11]

2.4 Classificação das Falhas

Genericamente um sistema pode ser dividido em três subsistemas: atuadores, processo, e sensores [11, 22]. Em 2003, Blanke [11] classificou de uma forma geral as falhas passíveis de ocorrerem num sistema, como ilustrado na Figura 2.5. Considerando os três principais subsistemas descritos tem-se:

- **Falhas no Processo:** Este tipo de falha altera as propriedades dinâmicas das entradas/saídas do sistema;
- **Falhas nos Atuadores:** As propriedades do processo não são afetadas, no entanto a influência do controlador na planta pode ser interrompida ou modificada. No essencial, provocam uma perda parcial ou total da ação dos atuadores introduzindo um desvio face ao valor desejado ou uma diminuição da gama de funcionamento do atuador;
- **Falhas nos Sensores:** As propriedades do processo não são afetadas, no entanto as leituras dos sensores têm erros substanciais. Este tipo de falhas representa uma incorreção no valor medido de uma grandeza do processo;

Para o presente documento considera-se que processo e planta tem o mesmo significado.

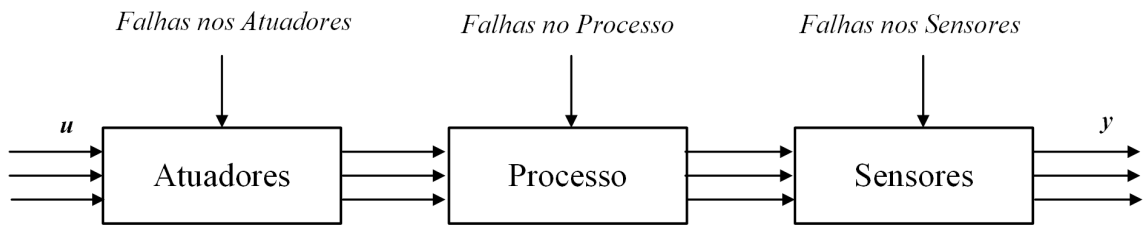


Figura 2.5: Distinção entre falhas nos atuadores, planta e nos sensores (Adaptado [11])

As falhas dos três subsistemas podem ser ainda classificadas tendo em conta a sua natureza temporal e a forma como são modeladas. Assim, em termos temporais são descritas em três tipos: abruptas, incipientes e intermitentes [22]. Exemplos deste tipo de falhas são respetivamente o corte abrupto de alimentação de um sistema, desgaste contínuo de um componente e contactos elétricos intermitentes num sistema. Por sua vez, a Figura 2.6 exemplifica de forma gráfica uma classificação para o comportamento temporal das falhas.

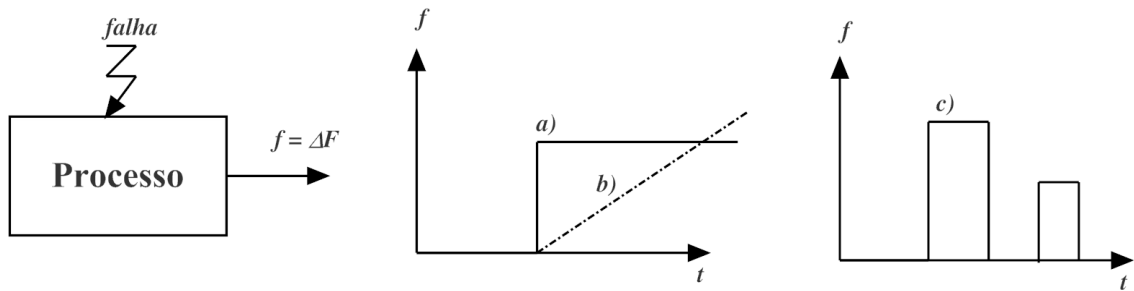


Figura 2.6: Classificação de falhas pelo seu comportamento temporal a) Falha Abrupta b) Falha incipiente c) Falha intermitente (adaptado [22])

Relativamente à classificação das falhas quanto à forma de como são modeladas podem ser descritas como falhas aditivas e falhas multiplicativas. A Figura 2.7 ilustra essa classificação.

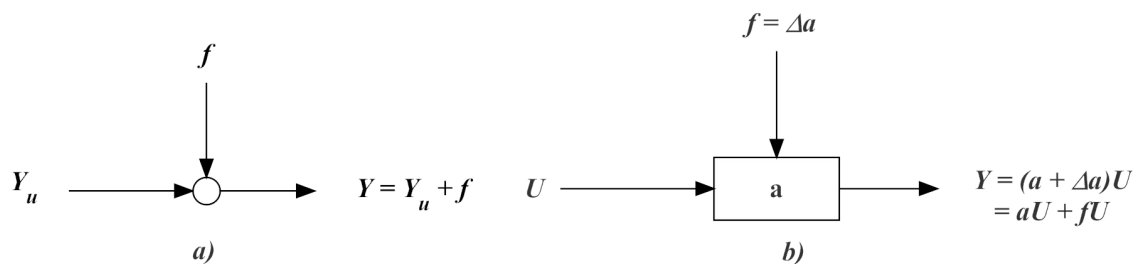


Figura 2.7: Modelos básicos das falhas: a) falhas aditivas b) falhas multiplicativas (adaptado [22])

As falhas aditivas influenciam a variável Y pela adição de uma falha f , enquanto que as falhas multiplicativas influenciam a variável Y pelo produto com outra variável U com a falha f .

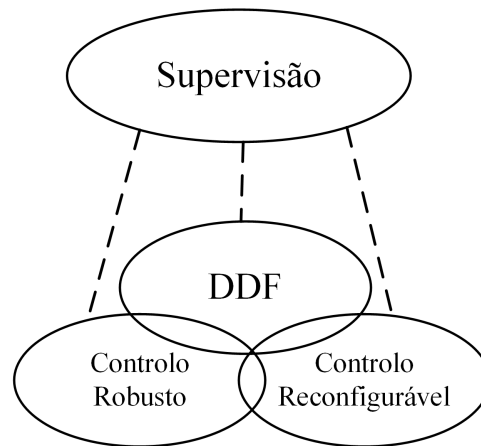


Figura 2.8: Áreas de investigação para *CTF* (adaptado [12])

2.5 Controlo Tolerante a Falhas

Historicamente, a utilização e desenvolvimento de trabalhos de investigação de estratégias de *CTF* tem sido realizada para a procura de soluções em sistemas onde a segurança é um fator crítico. Exemplos destes sistemas são a indústria aeroespacial, aeronáutica e centrais nucleares [23]. Patton [12], identificou que a principal razão do desenvolvimento de sistemas de *CTF* foi particularmente motivada pelos problemas encontrados no projeto de sistemas aeronáuticos. Recentemente, outras áreas tecnológicas tem aplicado este tipo de técnicas com sucesso, tal como a robótica [24], ou mesmo em veículos subaquáticos controlados remotamente (ROV - *Remotely Operated Vehicles*) [25].

Os sistemas *CTF* são uma combinação complexa de três principais áreas de investigação [12]: deteção e diagnóstico de falhas (*DDF*), controlo robusto e controlo reconfigurável. Esta combinação encontra-se ilustrada na Figura 2.8. Os sistemas *DDF* tem como o objetivo detetar e identificar a origem da falha. A informação da identificação da falha é depois transmitida para um mecanismo de reconfiguração. O controlador reconfigurável tentará adaptar-se à falha ocorrida com o objetivo de manter a estabilidade e desempenho do sistema. Deve notar-se que ambos, sistema *DDF* e controlador reconfigurável, devem ser robustos perante incertezas e perturbações. Por sua vez, o controlador robusto encontra-se diretamente relacionado com os controladores passivos [12] (ver subsecção 2.5.1).

De forma a identificar os subsistemas constituintes de um sistema *CTF*, Blanke [11] propôs a definição de uma arquitetura genérica para um *CTF*, esta encontra-se ilustrada na Figura 2.9. Da organização descrita é possível identificar dois grandes níveis, um nível de supervisão e um nível de execução. No nível de supervisão encontram-se dois blocos principais: o bloco de Reestruturação do Controlador e o bloco de Diagnóstico. O primeiro bloco resulta em novos parâmetros do controlador, mas também pode resultar numa nova configuração da estrutura de controlo. Para o caso do bloco de Diagnóstico, têm-se que este atua como um filtro que processa os sinais das entradas e saídas do processo/planta do sistema no sentido de detetar e isolar as falhas. Como saída, o bloco de Diagnóstico caracteriza a falha ocorrida e envia essa informação para o bloco de

reestruturação do controlador. Assim, o nível de supervisão consiste num bloco de diagnóstico que identifica a falha ocorrida e num bloco de reestruturação do controlador que ajusta o controlador à nova situação. Ou seja, este nível torna o controlo em malha fechada tolerante a falhas.

Uma excelente revisão bibliográfica sobre *CTF* foi realizada por Zhang e Jiang [1]. O artigo realiza uma revisão histórica dos sistemas *CTF* e a respetiva classificação baseada nas ferramentas matemáticas e métodos de projeto utilizados.

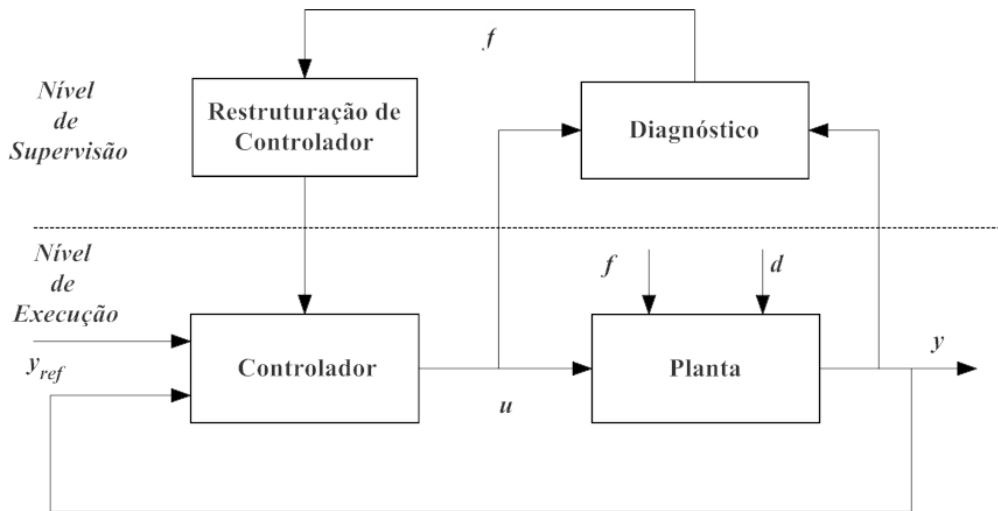


Figura 2.9: Arquitetura clássica de controlo tolerante a falhas

2.5.1 Classificação de Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas

Os autores Zhang e Jiang [1] e Patton [12] classificam de forma esquemática os sistemas de controlo tolerante a falhas (*SCTF*) tal como ilustrado na Figura 2.10. Em geral os *SCTF* podem ser classificados em dois tipos: passivos (*SCTFP*) e ativos (*SCTFA*) [1]. No caso dos *SCTFP*, o projeto de controlo é concebido de forma a ser robusto perante falhas e incertezas. Assim, quando ocorre uma falha o controlador deve conseguir manter a estabilidade do sistema com apenas uma degradação aceitável do desempenho [23]. Os *SCTFP* não necessitam de um sistema de diagnóstico e identificação de falhas e em muitos casos não é necessária a reconfiguração do próprio controlador. Ao contrário, os *SCTFA* reagem ativamente perante falhas reconfigurando as ações de controlo de forma a manter a estabilidade e desempenho de todo o sistema [1]. Assim, os *SCTFA* necessitam de um sistema de diagnóstico de forma a obter a informação de uma falha antes da reconfiguração do controlador acontecer.

Para o caso dos *SCTFA* ainda é possível dividir este método em duas classes: métodos baseados no projeto, e métodos de reconfiguração automática dos parâmetros do controlador. O primeiro método consiste na implementação de leis de controlo pré-computadas que são selecionadas de acordo com a estrutura de controlo necessária, ou seja, a seleção depende do tipo de falha que tenha sido isolada. Por sua vez, o segundo método consiste no cálculo automático de novos parâmetros do controlador em resposta à ocorrência de uma falha.

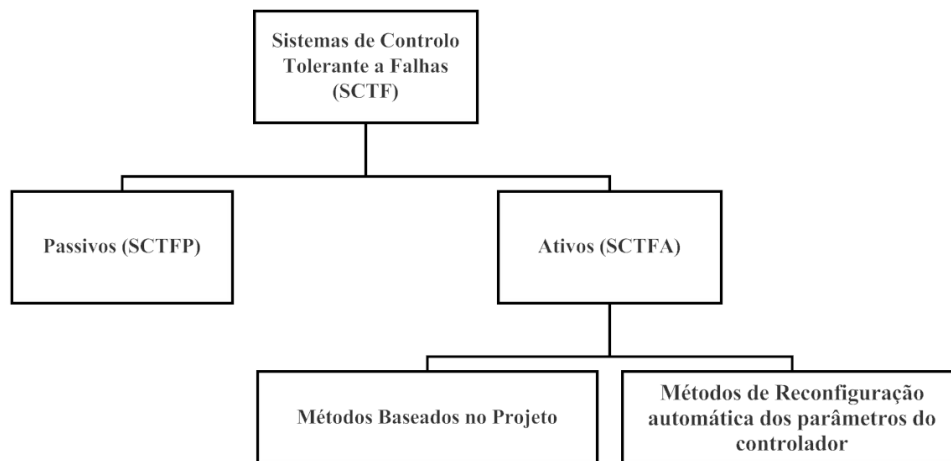


Figura 2.10: Classificação dos sistemas de controlo tolerantes a falhas (SCTF) (adaptado [18])

2.5.1.1 Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas Passivos (SCTFP)

Neste método, o sistema tolera apenas um conjunto limitado de falhas que se assumem serem conhecidas *a priori*. Quando o controlador é desenvolvido, este apenas pode compensar o sistema perante falhas conhecidas e sem acesso a uma informação em tempo real das falhas. No essencial o projeto de *CTF* passivo baseia-se em técnicas de controlo robusto, que garantem que o sistema em malha fechada seja insensível a determinadas falhas. Por outras palavras, os *SCTFP* trata as falhas como incertezas de modelação [18].

Em geral, os *SCTFP* possuem as seguintes características [12]:

1. Robustos perante falhas previamente conhecidas;
2. Utilizam essencialmente redundância ao nível do *hardware*;
3. Não necessitam de um sistema de deteção e diagnóstico de falhas (*DDF*);

Os métodos passivos utilizam técnicas de controlo robusto de forma a assegurar que o sistema de malha fechada se mantenha insensível a determinadas falhas mantendo os parâmetros do controlador constantes [12]. Assim, o sistema afetado continua a operar com o mesmo controlador e a mesma estrutura inicial.

A eficiência deste tipo de métodos está diretamente relacionada com a robustez nominal (livre de falhas) do sistema em malha fechada. Uma das formas de aumentar a eficiência destes métodos é realizar uma combinação com métodos de controlo confiável [12].

2.5.1.2 Sistemas de Controlo Tolerante a Falhas Ativos (SCTFA)

Nos sistemas de controlo mais convencionais, os controladores são idealizados considerando que o sistema é livre de avarias. Em outros casos, o sistema possui uma redundância física limitada que não permite alterações ao nível da configuração e ao nível físico. É neste tipo de sistemas que

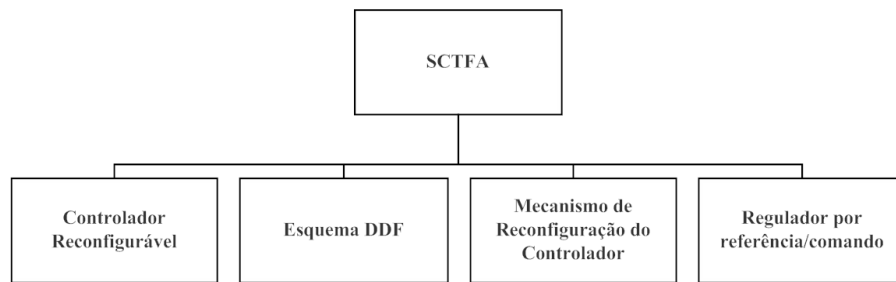


Figura 2.11: Subsistemas constituintes de sistemas de controlo tolerante a falhas ativo

os *SCTFA* são aplicados, pois utilizam a redundância física e analítica do sistema de forma a adaptar o sistema a falhas não previstas.

Tipicamente, a estrutura de um *SCTFA* pode ser dividida em quatro subsistemas: controladores reconfiguráveis, esquema de *DDF*, mecanismo de controlo reconfigurável, regulador referência/comando [1]. Esta divisão encontra-se descrita na Figura 2.11. A inclusão dos esquemas *DDF* bem como os controladores reconfiguráveis na estrutura geral de um sistema *SCTFA* é uma das principais características de distinção entre os *SCTFA* e os *SCTFP*.

Para o projeto de um *SCTFA* é necessário considerar os seguintes fatores:

- O controlador deve ser facilmente reconfigurável;
- Possuir um esquema *DDF* com elevada sensibilidade às falhas;
- Esquema *DDF* robusto face às incertezas do modelo, variações nas condições de operação e perturbações externas;
- Possuir um mecanismo de reconfiguração que possibilita a máxima recuperação possível do sistema pré-falha na presença de incertezas e atrasos do esquema *DDF*;

A Figura 2.12 representa a arquitetura geral de um *SCTFA* [1, 18]. Assim, quando uma falha ocorre quer nos atuadores ou nos sensores, o esquema de *DDF* deve detetar e localizar a origem da falha. Esta informação é transmitida para um mecanismo de início de reconfiguração. O controlador reconfigurável irá tentar adaptar-se à falha ocorrida mantendo a estabilidade do sistema. De forma a manter algum nível de desempenho é importante que ambos os blocos de *DDF* e controlador reconfigurável sejam robustos perante incertezas e perturbações.

Zhang e Jiang [1] enumeraram as técnicas mais utilizadas para o desenvolvimento de *SCTFA* (ver Tabela 2.1). Naturalmente, dada a natureza e âmbito da dissertação não foram estudadas todas as técnicas referências na Tabela 2.1, optou-se assim por aprofundar a técnica de controlo por modo de deslizamento (*Sliding Mode*).

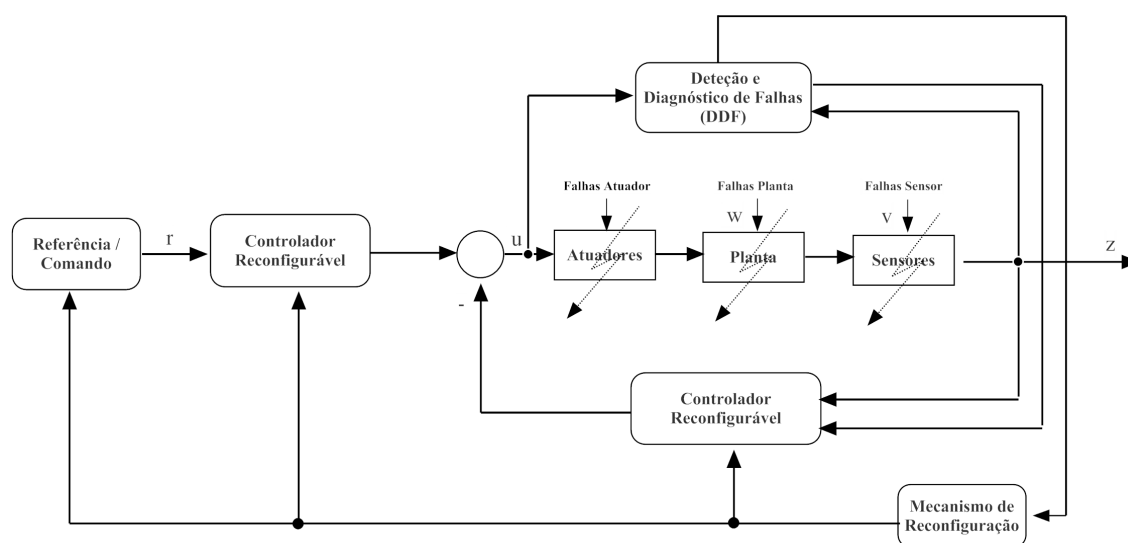


Figura 2.12: Estrutura geral de um sistema de controlo tolerante a falhas ativo [1]

Tabela 2.1: Técnicas de desenvolvimento para sistemas de controlo tolerante a falhas ativo

Técnica de Desenvolvimento
<i>Linear Quadratic Regulator – LQR</i>
<i>Pseudo-Inverse – PI</i>
<i>Intelligent Control – IC</i>
<i>Gain Scheduling – GS</i>
<i>Model Following – MF</i>
<i>Adaptive Control – AC</i>
<i>Multiple Model – MM</i>
<i>Integrated diagnostic and control – IDC</i>
<i>Eigenstructure Assignment – (EA)</i>
<i>Feedback Linearization – (FL) / Dynamic Inversion – DI</i>
<i>Robust Control H_∞</i>
<i>Model Predictive Control – MPC</i>
<i>Quantitative Feedback Theory – QTF</i>
<i>Linear Matrix Inequality – LMI</i>
<i>Variable Structure Control – VSC / Sliding Mode Control – SMC</i>
<i>Generalized Internal Model Control – GIMC</i>

2.5.2 Diagnóstico e Detecção de Falhas

Nesta subsecção serão apresentados as terminologias associadas com o módulo responsável pelo DDF. O diagnóstico e detecção de falhas consiste na detecção do tipo de falha com o máximo

de detalhe possível, tal como a amplitude da falha, a sua localização e o instante de tempo em que ocorreu [22]. O comité técnico IFAC, como definido em [2], assume os seguintes conceitos:

- **Deteção de falha:** determinação da presença de falhas num sistema e respetivo tempo de deteção;
- **Diagnóstico de falha:** determinação do tipo, da dimensão, localização e deteção do instante temporal de ocorrência de falha;

Existem na literatura várias metodologias desenvolvidas para sistemas de *DDF*. A Figura 2.13 ilustra de forma esquemática a classificação proposta em [2, 20]. Para a presente dissertação não são apresentadas de forma detalhada todas as técnicas referidas, uma vez que estas se encontram descritas de forma mais detalhada nos trabalhos elaborados por Zhang e Jiang [1] e por Alwi [23]. Assim, apenas se irá discutir de forma introdutória algumas das metodologias identificadas na Figura 2.13.

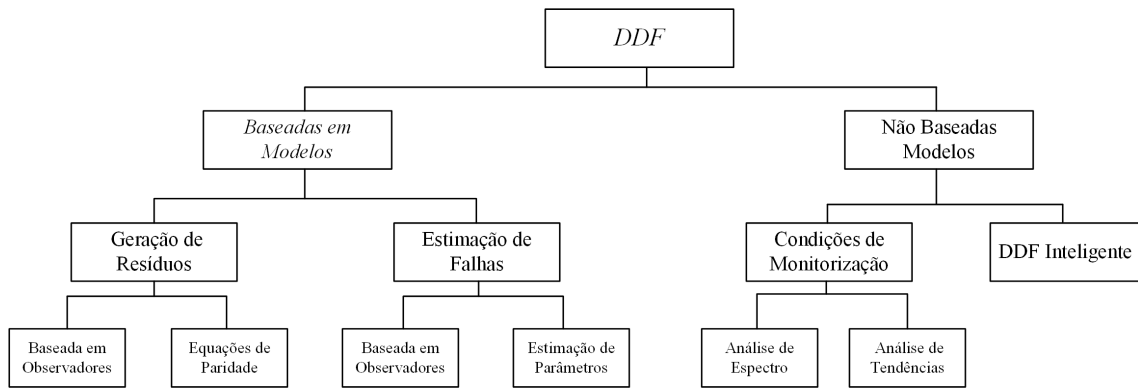


Figura 2.13: Classificação de sistemas *DDF* (adaptado [23])

2.5.2.1 Métodos Baseados em Modelos

As metodologias *DDF* baseadas em modelos encontram-se bem estudadas na literatura. Nas referências [22, 26, 27, 28] é possível encontrar estudos completos sobre a utilização destes métodos. De acordo com [6, 10], as metodologias baseadas em modelos são bastante utilizadas e são realizadas em dois passos principais: geração dos resíduos e avaliação dos resíduos. Um exemplo de uma estrutura básica para um método de diagnóstico de falhas baseado em modelos para um veículo elétrico encontra-se ilustrado na Figura 2.14. Baseado-se nas medidas dos sinais de entrada \mathbf{U} e nos sinais de saída \mathbf{Y} , os métodos de deteção geram os resíduos \mathbf{r} , a estimação de parâmetros $\hat{\Theta}$ e dos estados estimados $\hat{\mathbf{x}}$. Comparando estas características com as características normais é possível verificar o ocorrência de variações, levando assim à formação de um sintoma analítico [26] que identifica uma alteração face ao comportamento normal.

Analisando novamente a Figura 2.13, é possível dividir as metodologias baseadas em modelos em duas classes: geração de resíduos e estimação de falhas. De seguida são apresentadas brevemente algumas definições sobre as classes identificadas.

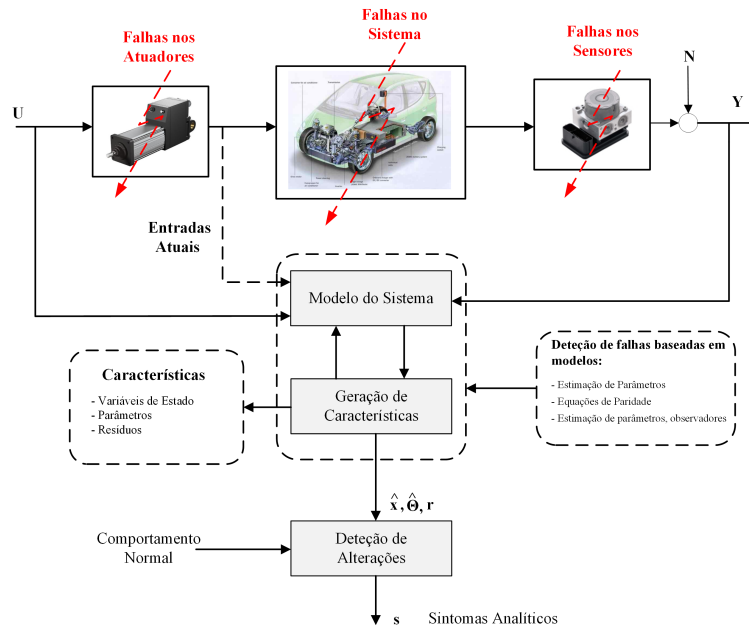


Figura 2.14: Estrutura básica de um esquema *DDF* baseados em modelos (adaptado [6])

Métodos Baseados em Geração de Resíduos

A Figura 2.15 representa a estrutura conceptual de um modelo de diagnóstico de falhas para um sistema *DDF* baseado em modelos com recurso a métodos de geração de resíduos.

O resíduo, $r(t)$, é um sinal que transporta informação do tempo e localização da falha. Este deve assumir o valor nulo para o caso em que não existe falhas e ser diferente de zero quando ocorrem falhas. O processo de decisão avalia os resíduos e monitoriza a razão e localização da falha. Definindo por $J(r(t))$ e $T(t)$ respetivamente como sendo a função de decisão e o limite de decisão, é possível a deteção de uma falha aplicando a seguinte relação:

$$\begin{cases} J(r(t)) \leq T(t) & \text{para } f(t) = 0 \\ J(r(t)) > T(t) & \text{para } f(t) \neq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Para isolar uma falha específica, relacionada aqui com o índice i e para um número q de falhas possíveis, é aplicada a Eq. (2.5).

$$\begin{cases} J(r_i(t)) \leq T_i(t) & \text{para } f_i(t) = 0 \\ J(r_i(t)) > T_i(t) & \text{para } f_i(t) \neq 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

com $i = 1, 2, 3, \dots, q$.

Os métodos mais comuns utilizados para a formação de resíduos são [29]:

- Formação de resíduos baseados em observadores.
- Métodos de baseados em equações de paridade.

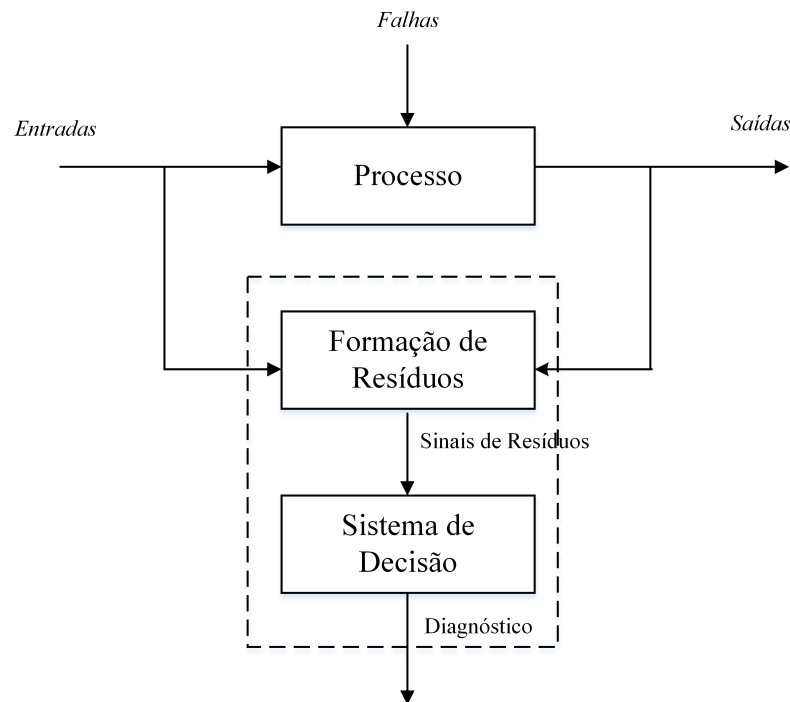


Figura 2.15: Estrutura conceitual de um modelo de diagnóstico de falhas

O método de geração de resíduos baseados em observadores consiste na estimação do estado ou das saídas de um sistema a partir de medições no próprio sistema. Esta técnica pode ser classificada em duas vertentes: forma determinística [30] (utilização de observadores de *Luenberger*), e de forma estocástica [31] (utilização de filtros de *Kalman*). Os métodos baseados em equações de paridade foram inicialmente propostos por Chow e Willsky [32]. Estes métodos consistem na validação da paridade (consistência) das medidas do sistema monitorizado. Vários artigos foram escritos sobre estes métodos [33, 34].

Existem bastantes vantagens na utilização de métodos baseados em geração de resíduos. Atualmente o estado de maturação de algumas das técnicas utilizadas para a formação de resíduos permitem a fácil implementação deste tipo de técnicas. Vários estudos foram efetuados com a utilização de esquemas de *DDF* baseados em geração de resíduos. Chen e Patton com a referência [20] elaboram uma importante discussão sobre a utilização de esquemas *DDF* baseados em geração de resíduos para o controlo tolerante a falhas.

Métodos Baseados em Estimação de Falhas

Alguns sistemas de *CTF* tal como proposto em [35, 36], necessitam da estimação da eficiência dos atuadores de forma a que o sistema consiga tolerar falhas. Um estrutura genérica de uma metodologia baseada na estimação de falhas encontra-se ilustrada na Figura 2.16. De forma a compreender melhor a definição deste método apresenta-se de seguida, a título ilustrativo, um exemplo de aplicação. Considere-se um sensor onde ocorre uma falha. Se a falha poder ser estimada ou reconstruída, esta informação pode ser usada diretamente para corrigir as medidas

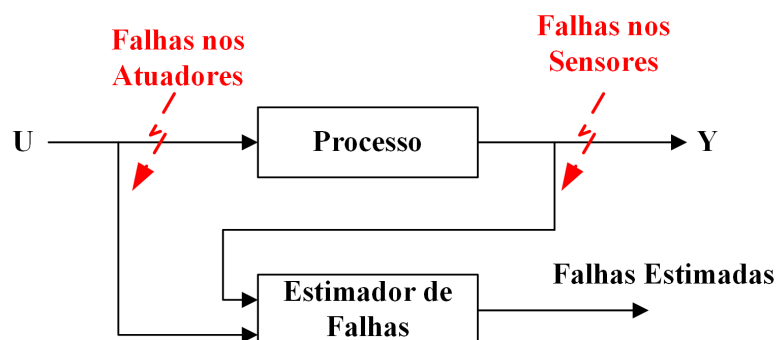


Figura 2.16: Estrutura genérica de método de estimação de falhas (adaptado [23])

corrompidas do sensor em falha mesmo antes de ser corrigido pelo próprio controlador. Esta característica evita assim a necessidade de reconstrução ou reconfiguração do controlador.

O filtro de Kalman é um dos exemplos mais conhecidos na utilização de métodos baseados na estimação de falhas. Este filtro atua como um observador e assim pode ser utilizado para detetar falhas.

2.5.2.2 Métodos Não Baseados em Modelos

Uma alternativa aos métodos baseados em modelos são os métodos não baseados em modelos, ou também designados por *DDF* inteligente [23]. Um dos principais problemas associados ao projeto de metodologias baseadas em modelos é qualidade do modelo. Ou seja, o projeto de modelos imperfeitos ou imprecisos resulta em erros que afetam o desempenho de um esquema de diagnóstico [37, 38]. A utilização de controlo robusto baseado em modelos normalmente resulta em projetos demasiados conservativos e insensíveis às falhas, demasiado complicados ou limitados a uma certa gama de incertezas [23, 37]. Desde o final da década de 90 tem havido um desenvolvimento de técnicas não baseadas em modelos, especialmente em abordagens nas áreas de inteligência artificial e *soft computing*. Os exemplos mais comuns destas técnicas são utilização de redes neuronais e lógica difusa.

Segundo Patton [37], a utilização das técnicas de redes neuronais e lógica difusa permite trabalhar com a informação quantitativa (numérica) e qualitativa (simbólica) do sistema monitorizado. A informação qualitativa é expressa na forma de lógica booleana ou regras *if-then* de lógica difusa enquanto que a informação quantitativa é expressa de forma numérica.

Uma das vantagens da utilização de métodos não baseados em modelos é a possibilidade de suportar qualquer função não linear. De facto, a utilização de redes neuronais permite a aprendizagem das características e/ou comportamento do sistema a partir de "exemplos" ou "treino", não necessitando assim de qualquer informação prévia e conhecimento da estrutura do sistema [37]. Duas desvantagens principais podem ser enumeradas na utilização de redes neuronais para este tipo de técnicas:

- Dificuldade na incorporação do conhecimento da experiência do sistema em conhecimento heurístico;
- Falta de conhecimento do comportamento interno da rede neuronal;

2.6 Visão Geral de CTF em Veículos Elétricos

Nesta secção será apresentada uma breve visão geral das principais referências para o desenvolvimento de sistemas de CTF aplicados a veículos elétricos multi-motor no contexto da presente dissertação.

Veículos puramente elétricos, híbridos e híbridos *plug-in-play* tem sido referidos como arquiteturas promissoras devido ao seu extraordinário potencial na redução de emissões poluentes e consumo de energia [39]. Os veículos elétricos atuados independentemente nas quatro rodas (4WIA - *four-wheel independently actuated*) são considerados como uma topologia emergente e com um elevado potencial [3]. A utilização das novas topologias referenciadas em veículos elétricos trouxeram uma nova classe de problemas no controlo de movimento do próprio veículo. Em contraste com os tradicionais veículos baseados em combustão interna, os veículos elétricos permitem o controlo independente do binário de aceleração/travagem aplicado a cada roda [10]. Esta flexibilidade de controlo, combinada com a resposta rápida e precisa do motor elétrico pode ser utilizada para melhorar as tradicionais técnicas de controlo, tais como o controlo direto do momento externo (*DCY*), controlo de tração, entre outros [3, 40]. Mas os benefícios das novas topologias referidas anteriormente, são contrariados pelo aumento da probabilidade de ocorrências de falhas devido a um maior número de atuadores e consequentemente ao aumento da complexidade [3].

Historicamente, as técnicas de CTF tem sido aplicadas com uma maior frequência no setor da aeronáutica. Mas a necessidade de aumentar a segurança e fiabilidade dos veículos, especialmente nas novas topologias de veículos elétricos levou à introdução destes conceitos nestas áreas.

Vários estudos tem sido realizados sobre sistemas de CTF e DDF para veículos elétricos [41, 42, 43, 44, 45]. Mutoh em [10] desenvolveu uma estrutura *failsafe* em que as rodas frontais e traseiras são atuadas independentemente e o CTF é realizado de forma a manter o desempenho do veículo. Mas, a maioria dos estudos referenciados apenas trata topologias convencionais, ou seja, não estuda a implementação de algoritmos de CTF para veículos 4WIA. Recentemente os trabalhos realizados por Wang R. e Wang J. trouxeram uma nova abordagem à implementação de estruturas de CTF em veículos 4WIA. Em [3] foi proposto um sistema CTF baseado em técnicas de controlo por modo de deslizamento que aplica a informação de um sistema de diagnóstico de forma a mitigar as falhas ocorridas nos motores de um veículo 4WIA. Uma posterior iteração deste trabalho foi apresentada em 2013 [46], onde foi proposta uma topologia de controlo tolerante passivo para uma classe de sistemas sobre-atuados como é o caso da topologia 4WIA.

Outros artigos tem sido apresentados na comunidade científica para o controlo tolerante. Autores como Hori tem desenvolvido esforços em trabalhos relacionados com a área de CTF para veículos elétricos multi-motor. Alguns artigos interessantes podem ser consultados em [8, 47].

2.7 Conclusões

Neste capítulo foi realizada uma contextualização dos sistemas *CTF* e respetivos conceitos de *DDF*. Inicialmente, de forma a introduzir o tema de *CTF*, foram apresentados as definições básicas utilizadas para o presente trabalho. Da revisão da arquitetura clássica de um sistema *CTF* foi verificada a existência de dois níveis: nível de supervisão e nível de execução. Atualmente, os sistemas de controlo utilizados possuem variações da arquitetura clássica, alguns desses exemplos são o controlo robusto e controlo adaptativo. Genericamente, os sistemas de *CTF* podem ser classificados em dois tipos: passivo (*SCTFP*) e ativo (*SCTFA*). No caso dos *SCTFP* o projeto de controlo é concebido de forma a ser robusto perante falhas e incertezas, não necessitando para isso a inclusão de um sistema *DDF*. Assim, quando uma falha ocorre o controlador deve conseguir manter a estabilidade do sistema com apenas uma degradação aceitável do desempenho. Ao contrário, os *SCTFA* reagem ativamente perante falhas, reconfigurando as ações de controlo de forma a manter a estabilidade e desempenho de todo o sistema. Os sistemas *DDF* podem ser classificados em dois tipos: métodos baseados em modelos e métodos não baseados em modelos. Atualmente, os tipos de métodos mais utilizados são os métodos baseados em modelos. A utilização extensiva deste tipo de método deve-se à facilidade de aplicação e maturação técnicas utilizadas. No final do capítulo foi apresentada uma breve descrição das referências mais oportunas da visão geral do *CTF* em veículos elétricos.

Capítulo 3

Modelo Matemático do Veículo

O presente capítulo tem como objetivo apresentar os fundamentos básicos dos modelos matemáticos que descrevem a dinâmica de um veículo terrestre de 4 rodas. Revisitando os principais modelos existentes é estabelecido um modelo capaz de suportar os objetivos da dissertação. O modelo implementado é validado recorrendo a um conjunto de co-simulações efetuadas com as ferramentas de simulação *Matlab/Simulink*[®] e *CarSim*[®].

3.1 Introdução

O estabelecimento de um modelo matemático que caracteriza a dinâmica de um veículo é fundamental ao desenvolvimento de metodologias de projeto de sistemas de controlo tolerantes a falhas. A existência destes modelos, para além de permitir o projeto de controlo, permite a execução de simulações numéricas do modelo do veículo e a respetiva avaliação do desempenho e comportamento perante a aplicação de sistemas de controlo de movimento [6, 48].

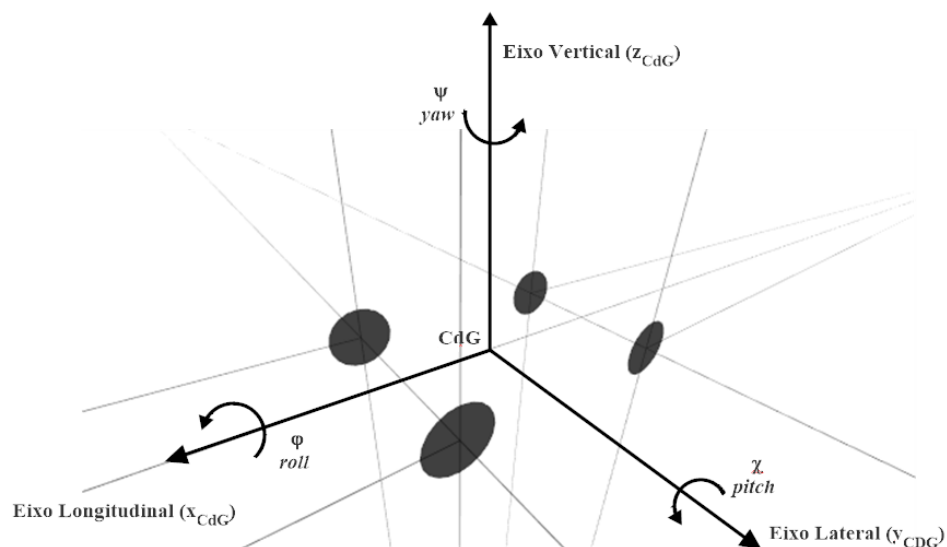


Figura 3.1: Esquemático representativo de veículo de quatro rodas e seus graus de liberdade

No estudo da dinâmica dos veículos terrestres é habitual admitir que o chassis é rígido, sendo desprezável os efeitos das suspensões. Nestas condições, os elementos centrais a considerar são as rodas e o centro de gravidade (*CdG*) associadas à massa do veículo. A Figura 3.1 ilustra os componentes essenciais na caracterização da dinâmica de um veículo. i.e. as 4 rodas e o respetivo *CdG*. A esta representação está associado um sistema de coordenadas fixo ao próprio veículo com a origem no *CdG* onde os eixos *xx*, *yy*, *zz*, representam respetivamente as direções longitudinal, lateral e vertical. Deste modo, o movimento do veículo possui 6 graus independentes de liberdade (*DOF*), são eles:

1. Movimento longitudinal na direção *x*;
2. Movimento lateral na direção *y*;
3. Movimento vertical na direção *z*;
4. Rotação em torno do eixo longitudinal, *roll*;
5. Rotação em torno do eixo lateral, *pitch*;
6. Rotação em torno do eixo vertical, *yaw*;

Estes podem ser agrupados em duas categorias de movimento. Um grupo inclui os movimentos dos pontos 1, 3, 5, que formam o estudo em termos longitudinais do veículo. Por outras palavras, são os movimentos gerados sem uma relação direta com a direção do veículo [49]. O segundo grupo, é aquele que está diretamente relacionado com a variação da direção do veículo, este grupo inclui os movimentos dos pontos 2 e 6, sendo que o movimento do ponto 4 é essencialmente gerado pelos dois movimentos anteriormente referidos.

3.2 Modelos do Movimento de Veículo

Nesta subsecção serão considerados os modelos matemáticos essenciais para descrição da dinâmica de um veículo de quatro rodas. Estes modelos servirão de base para o modelo matemático estabelecido na secção 3.4 .

3.2.1 Modelo Fundamental

3.2.1.1 Equações Fundamentais

Para o desenvolvimento das equações fundamentais de um veículo de quatro rodas tem-se em consideração as seguintes hipóteses iniciais:

- É desprezado a influência do movimento vertical (fortemente dependente das suspensões);
- Assume-se que os movimentos de rotação *roll* e *pitch* são nulos;

Para a descrição do movimento de um corpo rígido torna-se necessário a definição de um sistema de coordenadas. Este sistema depende das características particulares do corpo considerado, tais como forma, estrutura, graus de liberdade, entre outros. Contudo, uma escolha adequada dos sistemas de coordenadas permite reduzir a complexidade na obtenção das equações de movimento do corpo. Na presente dissertação serão considerados os seguintes sistemas de coordenadas:

- **Referencial Inercial**, sistema fixo como a Terra (X_{IN}, Y_{IN});
- **Referencial do Veículo** ou Referencial CdG, sistema com origem no CdG do veículo e que se move com o veículo (x, y);

A Figura 3.2 descreve os sistemas de coordenadas adotados para um veículo de quatro rodas, bem como as principais grandezas a ele associadas. Em geral, um veículo é caracterizado por um centro de massa determinado pela distância do eixo dianteiro e traseiro ao CdG, descritos respetivamente por l_f e l_r . Outra grandeza utilizada é a distância entre as rodas traseiras ou dianteiras a qual é designada pela variável l_s . O veículo possui uma velocidade linear associada ao seu CdG, designada por V_{CdG} que pode ser decomposta no eixo longitudinal V_x e no eixo lateral V_y . É também caracterizado por uma massa m e por uma inércia I_z . Note-se para o presente estudo, m representa a massa total do veículo. A orientação do veículo, ou seja, o ângulo entre o eixo x e o eixo X_{IN} é dada pela variável *yaw angle* ψ . A variação deste ângulo é dado pela variável *yaw rate* $\dot{\psi}$. O ângulo de *side-slip* β , é descrito pelo ângulo entre o vetor da velocidade linear, V_{CdG} , e o eixo x do veículo.

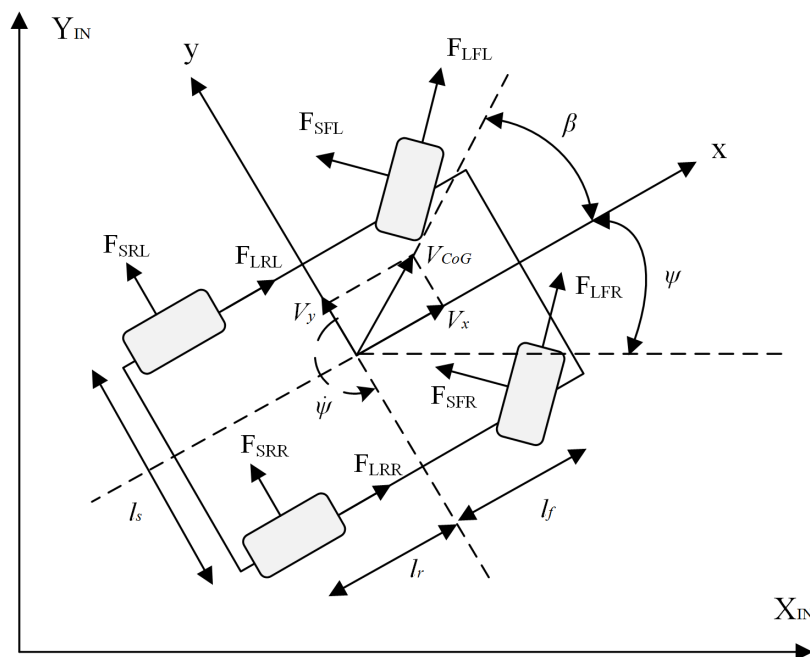


Figura 3.2: Esquemático representativo dos sistemas de coordenadas de um veículo e principais grandezas a ele associadas

As forças de resultantes da interface pneu/estrada também são consideradas na Figura 3.2. Para o esquemático apresentado as forças são representadas por F_{ijw} onde os índices i, j, w assumem os seguintes valores:

- Índice i : L - Força Longitudinal / S - Força Lateral;
- Índice j : F - Roda Dianteira (*Front*) / R - Roda Traseira (*Rear*);
- Índice w : R - Lado Direito (*Right*) / L - Lado Esquerdo (*Left*);

O veículo considerado neste trabalho assume apenas que as rodas dianteiras possuem capacidade direcional, tal como representado na Figura 3.3. Esta característica é definida pelos ângulos de direção da roda esquerda e da roda direita representadas respetivamente pelas variáveis δ_{WL} e δ_{WR} . Para a modelização do veículo assume-se que δ_{WL} e δ_{WR} possuem valores idênticos ($\delta_{WL} = \delta_{WR}$). Assim, para o restante documento o ângulo de direção das rodas dianteiras será representado apenas pela variável δ .

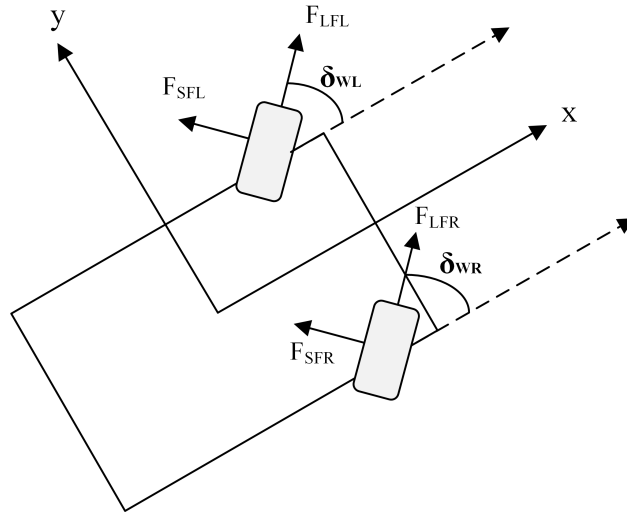


Figura 3.3: Esquemático representativo de ângulos de direção para rodas dianteiras

Aplicando a 2ª Lei de Newton é possível descrever o movimento do veículo segundo os eixos longitudinal e lateral. Considerando o referencial Inercial (X_{IN} , Y_{IN}) observa-se que o movimento do veículo resulta das ações das forças geradas nas quatro rodas e das forças de atrito. Para os eixos X_{IN} e Y_{IN} as acelerações do veículo podem ser obtidas tendo em conta as seguintes relações:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_{IN} \\ \dot{Y}_{IN} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} T^{-1}(\psi) \begin{bmatrix} F_{XFL} + F_{XFR} + F_{XRL} + F_{XRR} - F_{windX} - F_{GX} - F_{RX} \\ F_{YFL} + F_{YFR} + F_{YRL} + F_{YRR} - F_{windY} - F_{GY} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Onde as forças F_{Xjw} e F_{Yjw} representam as forças geradas pelos pneus segundo a orientação do sistema de coordenadas do *referencial Veículo*, e as forças F_{windX} , F_{GX} e F_{RX} representam respectivamente as forças de atrito aerodinâmico, atrito gravítico e atrito ao rolamento. Para o caso

em estudo apenas se irá considerar as forças de atrito F_{windX} e F_{RX} , uma vez que para velocidades elevadas estas forças afetam significativamente o comportamento do veículo [48, 50].

A componente $T^{-1}(\psi)$ representa a matriz de transformação de coordenadas do sistema CdG (x,y) para o sistema de coordenadas inerciais (X_{IN}, Y_{IN}). A matriz $T(\psi)$ e a respetiva inversa são representadas por:

$$T(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad T^{-1}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Finalmente, é necessário considerar o movimento de rotação do veículo em torno do eixo z , sendo este dado por:

$$I_z \cdot \ddot{\psi} = (F_{YFL} + F_{YFR}) \cdot l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) \cdot l_r + (F_{XFR} - F_{XFL} + F_{XRR} - F_{XRL}) \cdot \frac{l_s}{2} \quad (3.3)$$

Para referência futura será considerada a seguinte simplificação do somatório das forças resultantes da interface pneu/estrada, para o *Referencial Veículo*:

$$\begin{aligned} F_X &= F_{XFL} + F_{XFR} + F_{XRL} + F_{XRR} - F_{windX} - F_R \\ F_Y &= F_{YFL} + F_{YFR} + F_{YRL} + F_{YRR} \\ M_{z_{eff}} &= (F_{YFL} + F_{YFR}) \cdot l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) \cdot l_r + (F_{XFR} - F_{XFL} + F_{XRR} - F_{XRL}) \cdot \frac{l_s}{2} \\ M_z &= (F_{XFR} - F_{XFL} + F_{XRR} - F_{XRL}) \cdot \frac{l_s}{2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Onde $M_{z_{eff}}$ representa o momento externo efetivo ou também designado por *effective yaw moment* que atua no CdG do veículo, e M_z o momento externo gerado pela diferença das forças longitudinais.

A Figura 3.4 representa detalhadamente as forças geradas numa das rodas dianteira. Para este caso é possível decompor as forças F_{ijw} segundo forças nos eixos do veículo, neste caso F_X e F_Y . Assim é possível definir estas forças como:

$$\begin{aligned} F_{XFL} &= F_{LFL} \cdot \cos(\delta) - F_{SFL} \cdot \sin(\delta) \\ F_{YFL} &= F_{SFL} \cdot \cos(\delta) + F_{LFL} \cdot \sin(\delta) \\ F_{XFR} &= F_{LFR} \cdot \cos(\delta) - F_{SFR} \cdot \sin(\delta) \\ F_{YFR} &= F_{SFR} \cdot \cos(\delta) + F_{LFR} \cdot \sin(\delta) \\ F_{XRL} &= F_{LRL}, F_{YRL} = F_{SRL} \\ F_{XRR} &= F_{LRR}, F_{YRR} = F_{SRR} \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.2.1.2 Derivação das Equações de Estado

Considerando as seguintes variáveis de estado:

- Velocidade linear CdG (V_{CdG});

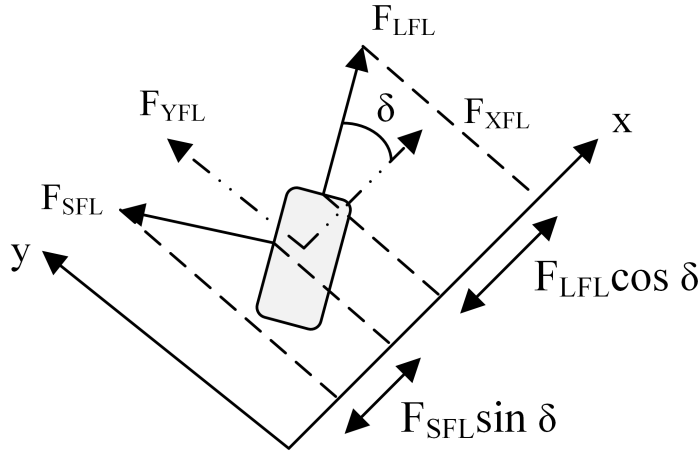


Figura 3.4: Exemplo de decomposição de forças para roda dianteira esquerda

- Ângulo *Side-Slip* (β);
- *Yaw Rate* ($\dot{\psi}$);

Da Figura 3.2 torna-se possível a definição da velocidade linear do veículo no sistema de coordenadas do *Referencial Inercial*, V_{CdG} através da relação:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_{IN} \\ \dot{Y}_{IN} \end{bmatrix} = V_{CdG} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta + \psi) \\ \sin(\beta + \psi) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Diferenciando-se em ordem ao tempo, obtêm-se a respetiva aceleração no referencial inercial:

$$\begin{bmatrix} \ddot{X}_{IN} \\ \ddot{Y}_{IN} \end{bmatrix} = \dot{V}_{CdG} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta + \psi) \\ \sin(\beta + \psi) \end{bmatrix} + V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\beta + \psi) \\ \cos(\beta + \psi) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

As acelerações do veículo no referencial *CdG* são obtidas aplicando a matriz de transformação $T(\psi)$ anteriormente referenciada. Assim, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \cdot \left(\dot{V}_{CdG} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta + \psi) \\ \sin(\beta + \psi) \end{bmatrix} + V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\beta + \psi) \\ \cos(\beta + \psi) \end{bmatrix} \right) \quad (3.8)$$

Manipulando algebricamente, obtêm-se a relação:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \end{bmatrix} + \dot{V}_{CdG} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Conjugando as Equações (3.1), (3.4) e (3.9), tem-se a seguinte relação:

$$V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \end{bmatrix} + V_{CdG} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \cdot \begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Resolvendo o sistema de equações em ordem a V_{CdG} e $\dot{\beta}$ e incluindo a dinâmica de rotação do veículo em torno do eixo z obtêm-se as equações de estado representadas na Eq. (3.11):

$$\begin{cases} \dot{V}_{CdG} = \frac{1}{m} \cdot (F_X \cdot \cos(\beta) + F_Y \cdot \sin(\beta)) \\ \dot{\beta} = \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} (F_Y \cdot \cos(\beta) - F_X \cdot \sin(\beta)) - \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \cdot (F_{YFL} + F_{YFR}) \cdot l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) \cdot l_r + M_z \\ \dot{\omega}_{jw} = \frac{1}{I_w} \cdot (T_{jw} - r_{eff} \cdot F_{Ljw}) \quad j \in \{F, R\}, w \in \{L, R\} \end{cases} \quad (3.11)$$

em que T_{jw} representa o binário de travagem/aceleração aplicado à roda, r_{eff} representa o raio efetivo da roda, I_w a inércia da roda e $\dot{\omega}_{jw}$ a aceleração angular da respetiva roda.

3.2.2 Modelo Simplificado

Para a obtenção de um modelo simplificado considera-se as seguintes restrições:

- O veículo viaja a uma velocidade linear constante ($V_{CdG} \approx const.$);
- O ângulo *Side-Slip* (β) assume valores relativamente baixos;
- Os fenómenos transitórios devido à aceleração e travagem repentina são omitidos;
- Forças de atrito aerodinâmico F_{windX} e ao rolamento F_{RX} negligenciadas;
- Desprezado o momento externo gerado pela diferença das forças longitudinais ($M_z = 0$);

A segunda restrição deve-se ao facto que para os carros de passageiros $v_x \gg v_y$ (ver Figura 3.2) para a maioria das manobras realizadas por um condutor [49]. Assim $|\beta|$ assume valores relativamente baixos, sendo possível aplicar a seguinte simplificação:

$$\begin{aligned} \cos(\beta) &\approx 1 \\ \sin(\beta) &\approx \beta \approx 0 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Aplicando as simplificações às equações relativas às variáveis $\dot{\beta}$ e $\dot{\psi}$ da Eq. (3.11), obtêm-se as seguintes relações:

$$\begin{cases} \dot{\beta} &= \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot F_Y - \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} &= \frac{1}{I_z} \cdot ((F_{YFL} + F_{YFR}) \cdot l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) \cdot l_r) \end{cases} \quad (3.13)$$

Apesar de também ser possível aplicar as mesmas simplificações efetuadas em β e ψ para a aceleração linear do veículo (\dot{V}_{CdG}), opta-se neste caso por obter uma relação de \dot{V}_{CdG} em função de β e ψ , uma vez que se pretende analisar o comportamento da velocidade linear em função das duas variáveis referenciadas. O método a aplicado é em seguida explicado. Considere-se que o veículo se encontra em movimento com uma velocidade linear constante. O vetor de posição que define um ponto P (ver Figura 3.5), no *Referencial Inercial* (X_{IN}, Y_{IN}) é definido pelo vetor R . O vetor de velocidade \dot{R} é obtido por:

$$\dot{R} = v_x \cdot \mathbf{i} + v_y \cdot \mathbf{j} \quad (3.14)$$

onde, \mathbf{i} e \mathbf{j} são os vetores unitários para as direções x e y respetivamente e v_x e v_y são as componentes de velocidade do ponto P nas direções x e y .

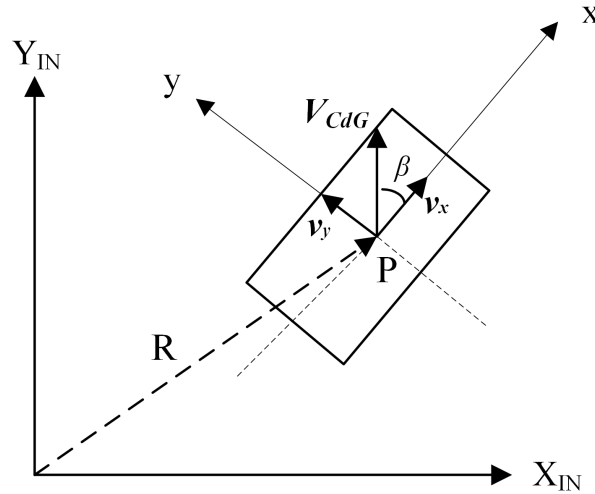


Figura 3.5: Sistema de coordenadas para dinâmica de veículo

Diferenciando a Eq. (3.14) em ordem ao tempo é possível obter a aceleração do ponto P .

$$\ddot{R} = \dot{v}_x \cdot \mathbf{i} + v_x \cdot \dot{\mathbf{i}} + \dot{v}_y \cdot \mathbf{j} + v_y \cdot \dot{\mathbf{j}} \quad (3.15)$$

O sistema de coordenadas (x, y) é fixo ao veículo. Como visto anteriormente o veículo tem uma velocidade angular $\dot{\psi}$ em torno do eixo vertical que passa pelo ponto P , esta velocidade é também designada de *yaw rate*.

Analisando as variações de \mathbf{i} e \mathbf{j} em relação ao tempo Δt , Figura 3.6, tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{i} &= \dot{\psi} \cdot \Delta t \cdot \mathbf{j} \\ \Delta \mathbf{j} &= -\dot{\psi} \cdot \Delta t \cdot \mathbf{i} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Então:

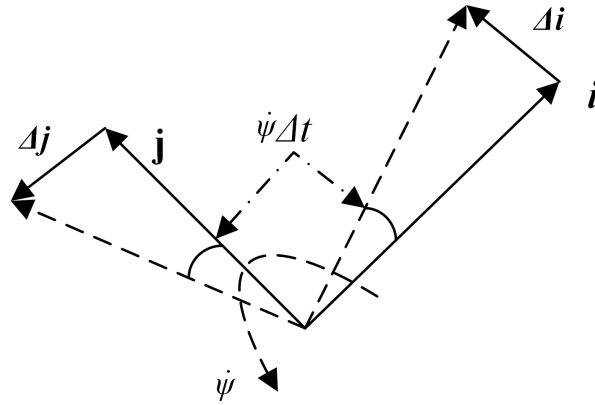


Figura 3.6: Variações dos vetores unitários em ordem ao tempo

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{i}} &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \mathbf{i}}{\Delta t} = \dot{\psi} \cdot \mathbf{j} \\ \dot{\mathbf{j}} &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \mathbf{j}}{\Delta t} = -\dot{\psi} \cdot \mathbf{i}\end{aligned}\quad (3.17)$$

O vetor de aceleração no ponto P , $\ddot{\mathbf{R}}$ é dado por:

$$\ddot{\mathbf{R}} = (\dot{v}_x - v_y \cdot \dot{\psi}) \cdot \mathbf{i} + (\dot{v}_y + v_x \cdot \dot{\psi}) \cdot \mathbf{j} \quad (3.18)$$

É possível descrever os vetores v_x e v_y da seguinte forma [49]:

$$\begin{aligned}v_x &= V_{CdG} \cdot \cos(\beta) \approx V_{CdG} & , & & v_y &= V_{CdG} \cdot \sin(\beta) \approx V_{CdG} \cdot \beta \\ \dot{v}_x &= -V_{CdG} \cdot \sin(\beta) \cdot \dot{\beta} \approx -V_{CdG} \cdot \beta \cdot \dot{\beta} & , & & \dot{v}_y &= V_{CdG} \cdot \cos(\beta) \cdot \dot{\beta} \approx V_{CdG} \cdot \dot{\beta}\end{aligned}\quad (3.19)$$

Conjugando com as Eq. (3.15) e Eq. (3.18) obtêm-se:

$$\dot{\mathbf{R}} = V_{CdG} \cdot \mathbf{i} + V_{CdG} \cdot \beta \cdot \mathbf{j} \quad (3.20)$$

$$\ddot{\mathbf{R}} = -V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \beta \cdot \mathbf{i} + V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \cdot \mathbf{j} \quad (3.21)$$

Das Eq. (3.20) e Eq. (3.21) é possível concluir que $\ddot{\mathbf{R}}$ é perpendicular a $\dot{\mathbf{R}}$, uma vez que o produto interno ($\ddot{\mathbf{R}} \bullet \dot{\mathbf{R}}$) é igual a zero.

A Eq. (3.21) demonstra, que quando β assume valores baixos (rever a simplificação assumida em Eq. (3.12)) a aceleração do veículo é dada apenas pela componente j e tem uma magnitude de $V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi})$. Assim, tem-se que a aceleração linear do veículo é obtida por:

$$\dot{V}_{CdG} = V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \quad (3.22)$$

Da mesma forma que a velocidade do veículo é dada apenas pela sua componente longitudinal ($v_x \gg v_y$).

Conjugando o conjunto Eq. (3.13) e Eq. (3.22), tem-se que as seguintes equações definem a dinâmica do veículo para o modelo simplificado:

$$\begin{cases} \dot{\beta} = \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot (F_{YFL} + F_{YFR} + F_{YRL} + F_{YRR}) - \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \cdot ((F_{YFL} + F_{YFR}) \cdot l_f - (F_{YRL} + F_{YRR}) \cdot l_r) \\ V_{CdG} = V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \end{cases} \quad (3.23)$$

O leitor poderá encontrar este resultado final em [49].

3.2.3 Modelo Equivalente da Bicicleta Linear

Geralmente não existe uma diferença significativa entre as características das rodas esquerdas e direitas de um veículo de quatro rodas [48]. Considerando β assume o mesmo valor, para ambos os lados do veículo (esquerdo/direito), então é possível assumir que os ângulos de deslizamento da roda (α , por vezes também designado por ângulo de deslizamento do pneu) podem ser obtidos pela relação apresentada na Eq. (3.24). Uma descrição mais completa da simplificação assumida pode ser consultada em 3.3.1.2. A Figura 3.7 representa o modelo equivalente da bicicleta.

$$\begin{aligned} \alpha_F &= \beta + \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} - \delta \\ \alpha_R &= \beta + \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

em que α_F e α_R representam respetivamente os ângulos de deslizamento frontal e traseiro das rodas do veículo.

Da mesma maneira, as forças laterais (F_Y) de cada roda podem ser consideradas idênticas. Tomando, respetivamente como F_{YF} e F_{YR} as forças laterais presentes na roda dianteira e traseira, assume-se que:

$$\begin{aligned} 2 \cdot F_{YF} &= F_{YFL} + F_{YFR} \\ 2 \cdot F_{YR} &= F_{YRL} + F_{YRR} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Aplicando as deduções anteriores ao conjunto representado em Eq. (3.23), obtêm-se:

$$\begin{cases} \dot{\beta} = \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot (2 \cdot F_{YF} + 2 \cdot F_{YR}) - \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \cdot (2 \cdot F_{YF} \cdot l_f - 2 \cdot F_{YR} \cdot l_r) \\ V_{CdG} = V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) \end{cases} \quad (3.26)$$

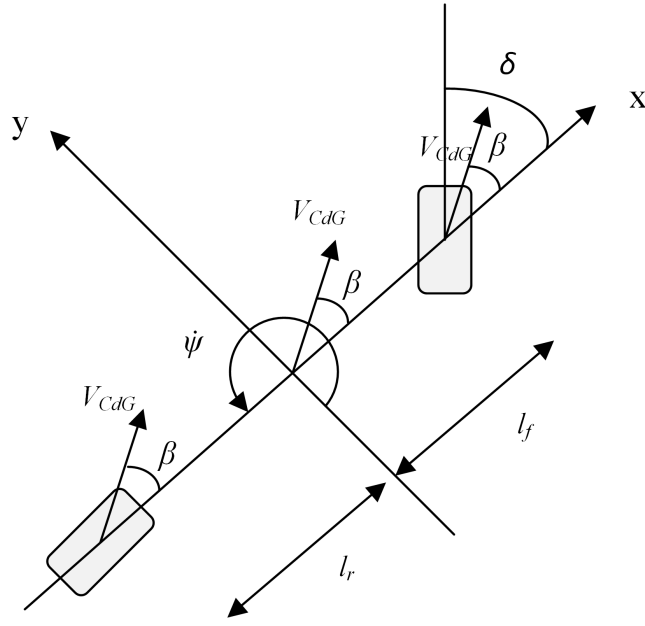


Figura 3.7: Modelo equivalente da bicicleta

Definindo o *cornering stiffness* das rodas dianteiras e traseiras respectivamente como C_f e C_r e tendo em conta que os ângulos são definidos como positivos no sentido anti-horário, sabe-se que quando α é positivo, as forças F_{YF} e F_{YR} atuam no sentido negativo na direção y . Considerando que estas forças são proporcionais a α_{YF} e α_{YR} obtêm-se a relação representada na Eq. (3.27). A dedução desta proporcionalidade será considerada em maior detalhe na secção 3.3.

$$\begin{aligned} F_{YF} &= -C_f \cdot \alpha_{YF} = -C_f \cdot \left(\beta + \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} - \delta \right) \\ F_{YR} &= -C_r \cdot \alpha_{YR} = -C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Conjugando as Eq. (3.23), (3.27), obtêm-se:

$$\begin{aligned} m \cdot V_{CdG} \cdot (\dot{\beta} + \dot{\psi}) &= -2 \cdot C_f \cdot \left(\beta + \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} - \delta \right) - 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \\ I_z \cdot \ddot{\psi} &= -2 \cdot C_f \cdot \left(\beta + \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} - \delta \right) \cdot l_f + 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_r \end{aligned} \quad (3.28)$$

Rearranjando as equações anteriores,

$$\dot{\beta} = \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) - 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \right] - \dot{\psi} \quad (3.29)$$

$$\ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_f + 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_r \right] \quad (3.30)$$

As Eq. (3.29) e Eq. (3.30) são fundamentais para descrever a dinâmica de um veículo considerando o modelo da bicicleta. É possível constatar que a dinâmica não é afetada pela posição do veículo ou pela direção de movimento em referência ao referencial inercial.

As grandezas a controlar pelo sistema de controlo da dinâmica do veículo são o *side-slip angle* (β) e *yaw rate* ($\dot{\psi}$). Assim, em seguida é formulado o modelo tendo em conta as variáveis de estado β e ψ . O resultado do modelo de espaço de estados encontra-se representado na Eq. (3.31). Um possível diagrama de implementação encontra-se representado na Figura 3.8.

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \delta \\ y = C \cdot x + D \cdot \delta \\ x = [\beta \quad \psi]^T \quad y = [\beta \quad \dot{\psi} \quad V_{CdG}]^T \end{cases} \quad (3.31)$$

com,

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ V_{CdG} \cdot a_{11} & V_{CdG} \cdot a_{12} \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{CdG} \cdot b_{11} \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = -\frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \quad a_{12} = \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{m \cdot V_{CdG}^2} - 1 \quad b_{11} = \frac{2 \cdot C_f}{m \cdot V_{CdG}}$$

$$a_{21} = \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{I_z} \quad a_{22} = -\frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2)}{I_z \cdot V_{CdG}} \quad b_{21} = \frac{2 \cdot C_f \cdot l_f}{I_z}$$

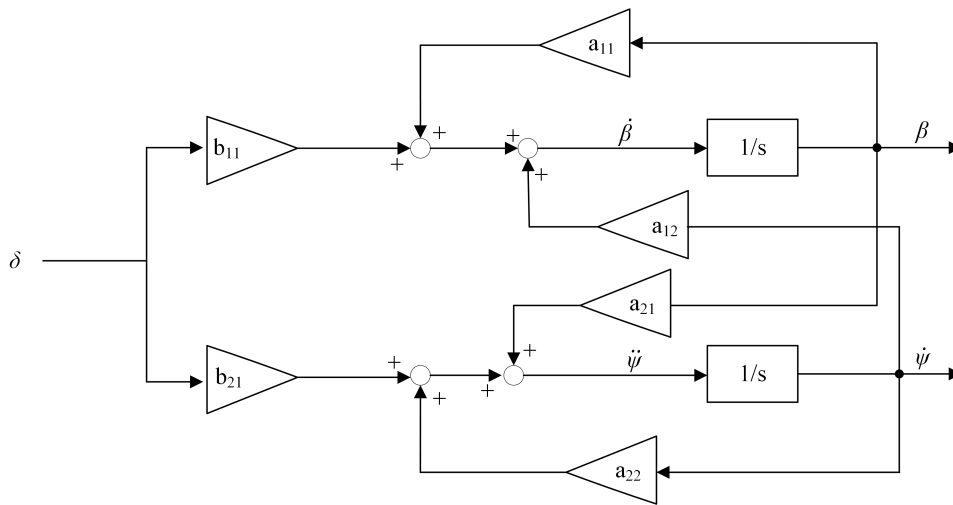


Figura 3.8: Diagrama de blocos para modelo de espaço de estados

Os resultados obtidos corroboram os modelos apresentados em [48, 49].

3.3 Modelo Interface Pneu/Estrada

Nesta secção serão considerados os conceitos essenciais para o desenvolvimento de um modelo para a interface/pneu estrada. A inclusão destes conceitos no presente trabalho permite conhecer em maior detalhe as características a ter em conta na simplificação de um modelo inicial.

3.3.1 Características Fundamentais

Uma das partes mais importantes na criação de um modelo de simulação para um veículo é a observação exata das forças que atuam numa roda [48]. A modelação das forças geradas pela pneu é complexa, não linear, e depende, além de fatores construtivos do ponto de funcionamento caracterizado pelas seguintes variáveis [50]:

- s - Deslizamento do pneu;
- α - Ângulo de deslizamento do pneu;
- γ - Ângulo de *Camber* do pneu;
- μ - Coeficiente de atrito pneu/estrada;
- F_z - Força vertical suportada pelo pneu;

Nielsen em [48] propôs um diagrama lógico para a dedução do modelo de interface pneu/estrada, cujo objetivo principal é a determinação das forças longitudinais e laterais a partir da informação das características fundamentais do pneu. Este diagrama encontra-se representado na Figura 3.9,

Algumas das características fundamentais apresentadas na Figura 3.9 não podem ser medidas diretamente. Assim torna-se necessário a elaboração de metodologias que permitam determinar essas características. As subsecções seguintes apresentam as técnicas aplicadas para o cálculo das características essenciais do modelo interface pneu/estrada.

3.3.1.1 Velocidade Linear das Rodas

De acordo com Nielsen [48] existem dois grandes métodos para a dedução da velocidade linear das rodas:

- Transformação da velocidade do CdG ;
- Cálculo individual do raio de curvatura;

Para o presente trabalho apenas será considerado a segunda estratégia. Considerando que todas as rodas possuem um raio de curvatura durante o seu movimento e que existe um ponto que define o centro instantâneo de movimento (*ICM*), tem-se que cada roda possui um raio de curvatura perpendicular à velocidade linear do veículo, tal como demonstrado na Figura 3.10.

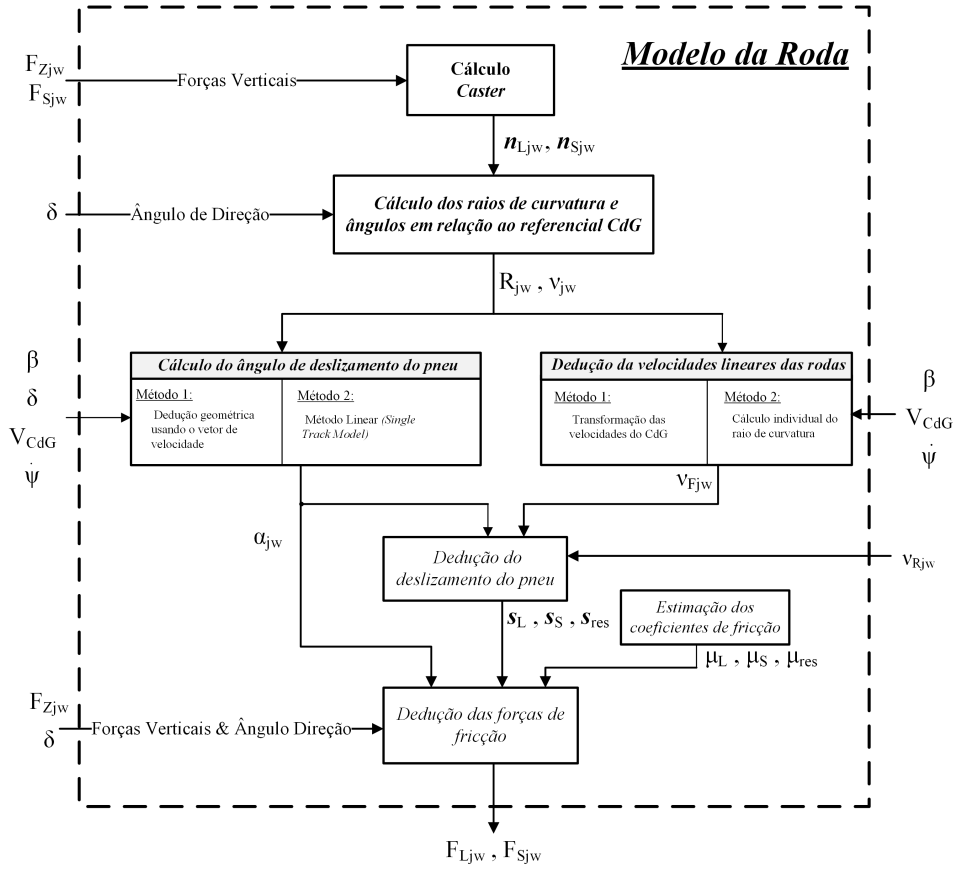


Figura 3.9: Diagrama de modelo interface pneu/estrada (adaptado [48])

Assumindo que a distância R é muito maior que as distâncias r_{jw} onde $j = \{F(Front), R(Rear)\}$ e $w = \{L(Left), R(Right)\}$, então é possível considerar a existência de raios diferenciais ΔR_{jw} [48], paralelos ao vetor V_{CdG} , tal como demonstrado na Figura 3.11.

Os valores de ΔR_F e ΔR_R são obtidos por:

$$\begin{aligned}\Delta R_F &= l_F \cdot \tan(\beta) \\ \Delta R_R &= l_R \cdot \tan(\beta)\end{aligned}\tag{3.32}$$

Negligenciando o efeito de *Caster* [48] e por inspeção da Figura 3.11 é possível determinar os raios diferenciais de cada pelo conjunto de equações representada em Eq. (3.33):

$$\begin{aligned}\Delta R_{FL} &= \left(\frac{l_s}{2} - \Delta R_F\right) \cdot \cos(\beta) = \frac{l_s}{2} \cdot \cos(\beta) - l_f \cdot \sin(\beta) \\ \Delta R_{FR} &= \frac{l_s}{2} \cdot \cos(\beta) + l_f \cdot \sin(\beta) \\ \Delta R_{RL} &= \frac{l_s}{2} \cdot \cos(\beta) + l_r \cdot \sin(\beta) \\ \Delta R_{RR} &= \frac{l_s}{2} \cdot \cos(\beta) - l_r \cdot \sin(\beta)\end{aligned}\tag{3.33}$$

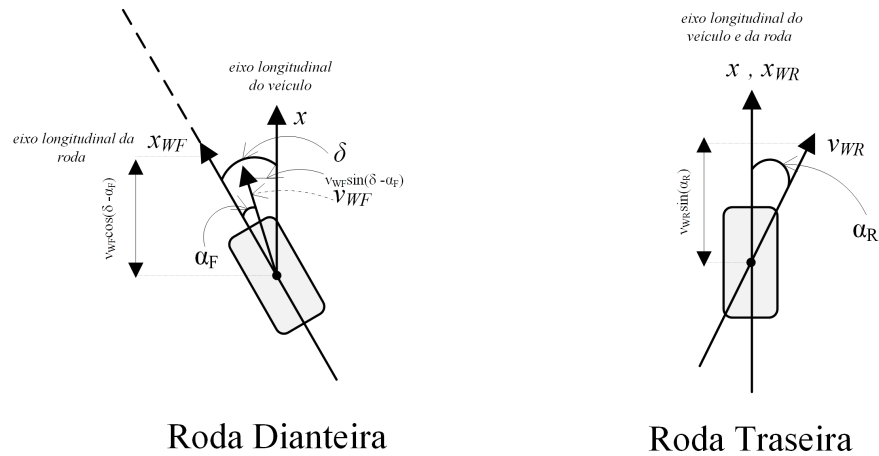


Figura 3.12: Definição do ângulo de deslizamento para roda dianteiras e traseiras (adaptado [48])

1. A relação obtida das simplificações consideradas anteriormente encontra-se representada na Eq. (3.39).

$$\begin{aligned}\alpha_F &= -\beta + \delta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \\ \alpha_R &= -\beta + \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}}\end{aligned}\quad (3.39)$$

3.3.1.3 Deslizamento Longitudinal da Roda (s)

O deslizamento longitudinal da roda é definido como a diferença entre a velocidade de movimento livre do pneu (v_R) e a velocidade linear do ponto de contacto com o solo (v_W). Como o deslizamento é um valor entre -1 e 1, então torna-se necessário a sua normalização. A Eq. (3.40) representa o conceito de deslizamento longitudinal do pneu.

$$s = \frac{v_R - v_W}{v_R} = \frac{r_{eff} \cdot \omega - V_{Wjw}}{\max(V_R, r_{eff} \cdot \omega)} \quad (3.40)$$

Para evitar conflitos quando $v_R = 0$, o denominador da Eq. (3.40) é substituído pelo valor máximo entre v_R e $r_{eff} \cdot \omega$.

O conceito de deslizamento surge na necessidade de identificar as diferentes velocidades existentes num pneu. Geralmente um pneu encontra-se carregado verticalmente e sujeito a um binário. Quando isto acontece o pneu deforma-se tal como representado na Figura 3.13. Esta característica leva a que v_w seja diferente de v_r . A velocidade v_r é obtida considerando que neste caso o veículo não tem deslizamento longitudinal ($s = 0$), assim v_r é representado pela relação:

$$v_r = r_{eff} \cdot \omega \quad (3.41)$$

Onde, r_{eff} representa o raio efetivo da roda e ω a velocidade angular da roda. Para a relação apresentada em Eq. (3.40), autores como Nielsen [48], consideram a necessidade de adaptar a

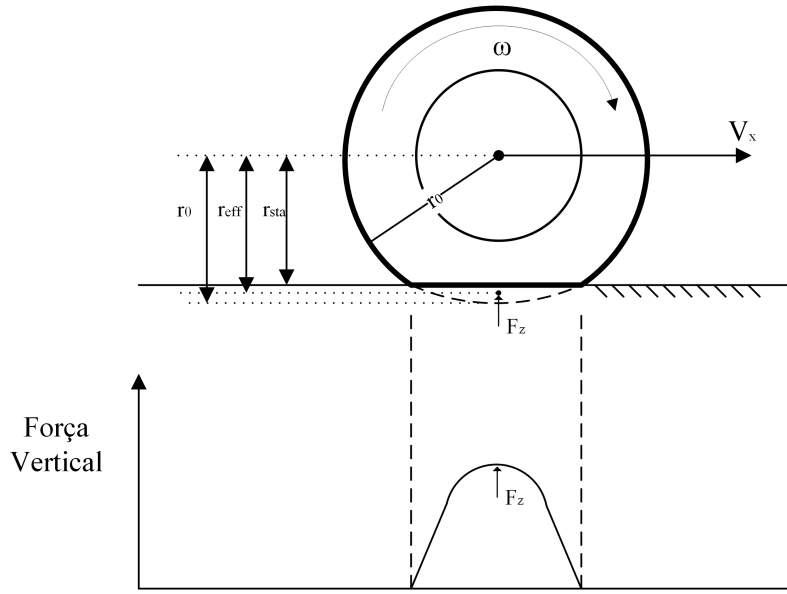


Figura 3.13: Estrutura de deformação de pneu e respectivos raios

expressão do deslizamento longitudinal a um raio específico da roda. Da Figura 3.13 observa-se a existência de três tipos de raios:

1. r_0 - Raio nominal, corresponde ao raio do pneu sem carga vertical;
2. r_{sta} - Raio estático, corresponde ao raio do pneu quando sujeito a uma carga vertical;
3. r_{eff} - Raio efetivo, ou também designado de raio de rolamento. Segundo [50, 52] o raio efetivo pode ser obtido pela relação $r_{eff} = r_0 - (r_0 - r_{sta})/3$;

Para o presente trabalho apenas se irá considerar o raio efetivo.

3.3.1.4 Força de Atrito ao Rolamento F_{RX}

A força de atrito ao rolamento é a força que resiste ao movimento da pneu. Esta força é causada essencialmente por processos de histerese dos materiais devido à deformação da carcaça do pneu [53]. Um grande número de fatores afetam o valor da força de atrito ao rolamento, sendo que os principais derivam da estrutura do pneu (construção e materiais) e das suas condições de operação (piso, pressão do pneu, velocidade, temperatura, entre outros) [52].

Para o presente trabalho apenas se considera a componente longitudinal da força de atrito, assim é possível descrever esta força pela seguinte relação:

$$F_{RX} = m \cdot g \cdot f_r \cdot \text{sign}(V_x) \quad (3.42)$$

em que m indica a massa total do veículo, g a aceleração gravítica de valor $g = 9.81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$, f_r o coeficiente de resistência ao rolamento e V_x a velocidade longitudinal do veículo. Valores típicos de f_r são 0.01 para um piso de alcatrão [54]. Note-se a inclusão da função sign que permite definir se o veículo se encontra em movimento (aceleração/travagem).

3.3.1.5 Força de Atrito Aerodinamico F_{WINDX}

Da mesma forma que na seção anterior, para a presente dissertação apenas se considera a componente longitudinal da força de atrito aerodinâmico. Esta força é descrita pela seguinte relação:

$$F_{WINDX} = \frac{1}{2} \cdot c_{aX} \cdot A_L \cdot d \cdot V_x^2 \quad (3.43)$$

em que,

- c_{aX} - Coeficiente de atrito aerodinâmico;
- A_L - Área frontal do veículo [m^2];
- d - Densidade do ar [kg/m^3];
- V_x - Velocidade longitudinal do veículo [$m \cdot s^{-1}$];

3.3.2 Modelos de Forças

Nesta subsecção serão brevemente introduzidos dois modelos que definem as forças geradas na interface pneu/estrada. Foram estudados os seguintes modelos:

- *Magic Formula Tire* de desenvolvido por Pacejka [52];
- Aproximação linear.

O segundo modelo referenciado será aplicado no desenvolvimento do modelo proposto para a definição das forças geradas pela interface pneu/estrada. Para uma análise mais detalhada destes e de outros modelos sugere-se a consulta das referências [48, 52, 55].

3.3.2.1 Modelo da Fórmula Mágica

O modelo da fórmula mágica proposto por Pacejka [52] é um dos modelos mais utilizados para descrever as forças geradas na interface pneu/estrada. Este modelo é baseado numa equação capaz de reproduzir as características de forma precisa as curvas das forças longitudinais e laterais em função do ângulo de deslizamento (α) [3]. A Eq. (3.44) permite obter as forças longitudinais e laterais. $Y(X)$ pode associar-se à força lateral ou longitudinal do pneu, em que h pode representar o ângulo de deslizamento do pneu (α) ou o deslizamento longitudinal (s). Os restantes parâmetros são definidos de seguida:

- B_t representa o fator de *stiffness*, C representa o fator de forma, D representa o fator de pico, E representa o fator de curvatura;
- S_h representa o deslocamento horizontal, S_v representa o deslocamento vertical;

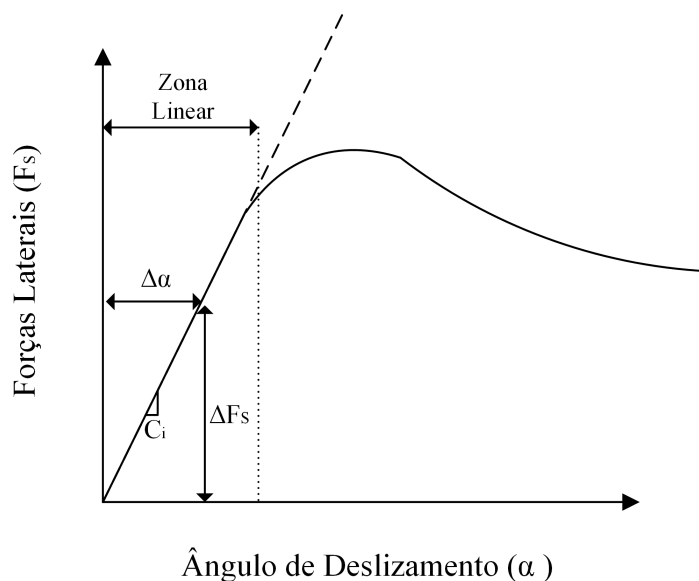


Figura 3.14: Aproximação linear das forças laterais geradas na interface pneu/estrada

$$y(h) = D \cdot \sin(C \cdot \tan^{-1}(B_t \cdot x - E(B_t \cdot x - \tan^{-1}(B_t \cdot h))))$$

$$Y(H) = y(h) + S_v \quad (3.44)$$

$$h = X + S_h$$

Apesar da sua ampla utilização, este modelo apresenta algumas limitações [50]:

- É válido apenas com o pneu a operar em regime permanente;
- Representa operações singulares (não genéricas) de curvatura ou de aceleração/desaceleração;

3.3.2.2 Modelo de Aproximação Linear

Para pequenos ângulos de deslizamento do pneu (α) a força lateral (F_s) do pneu pode ser aproximada por uma relação linear:

$$F_s \approx \frac{\partial f_s(s, \alpha, \mu, F_z, \gamma)}{\partial \alpha} \approx C \cdot \alpha \quad (3.45)$$

em que C representa o *Cornering Stiffness* e é obtido através da derivada da força lateral.

Na Figura 3.14 representa a aproximação linear considerada. Se o veículo operar com pequenos ângulos de deslizamento, que pode ser garantido com acelerações laterais inferiores a 0.4g, a aproximação linear considerada resulta em aproximações das forças laterais bastante satisfatórias [48, 50].

Para a força longitudinal, também é possível uma aproximação linear do tipo apresentada. Embora possível, esta aproximação não é realizada com muita frequência [50].

3.4 Modelo Matemático Para o Projeto do Controlador

3.4.1 Equações de Modelo Matemático Simplificado

Na construção de um modelo matemático para o projeto de um controlador é necessário definir as variáveis a manipular. No desenho do controlador tolerante a falhas pretende-se manipular as forças longitudinais.

No intuito de projetar um controlador capaz de mitigar os efeitos nefastos das falhas dos propulsores do veículo, pretende-se agora estabelecer um modelo simplificado com base nos modelos matemáticos estabelecidos nas secções 3.2 e 3.3. Esta abordagem inicial permite um maior conhecimento sobre as estratégias de modelação da dinâmica de um veículo. Contudo, os modelos obtidos não são os mais adequados como ponto de partida para o estabelecimento de um controlador tolerante a falhas. No entendimento do autor, é preferível começar com uma abordagem simplificada e posteriormente introduzir uma maior complexidade quando houver uma maior maturidade e domínio da técnica abordada. Em seguida são apresentadas as deduções para o modelo matemático simplificado para o projeto do controlador tolerante a falhas.

Considerando novamente que o ângulo β assume valores relativamente baixos, tem-se que $\cos(\beta) \approx 1$ e $\sin(\beta) \approx 0$, assim, da Eq. (3.11) podemos afirmar que aceleração linear do veículo é obtida pela Eq. (3.46). Note-se que para valores baixos de β é possível a aproximação da velocidade linear do veículo à velocidade longitudinal (ver secção 3.2.2).

$$\dot{V}_{CdG} = \frac{1}{m} \cdot F_X \approx \dot{v}_x \quad (3.46)$$

onde,

$$F_X = ((F_{LFL} + F_{LFR}) \cdot \cos(\delta) - (F_{SFL} + F_{SFR}) \cdot \sin(\delta) + F_{LRL} + F_{LRR}) \quad (3.47)$$

Considerando $\sin(\delta) \approx 0$ e $\cos(\delta) \approx 1$, resulta:

$$F_X = (F_{LFL} + F_{LFR} + F_{LRL} + F_{LRR}) = F_L \quad (3.48)$$

Recorrendo ao modelo equivalente da bicicleta linear, e considerando que as forças laterais do pneu são lineares, então o ângulo β e ψ são obtidos pelas relações:

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) - 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \right] - \dot{\psi} \\ \dot{\psi} &= \frac{1}{I_z} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_f + 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_r \right] + \frac{M_z}{I_z} \end{aligned} \quad (3.49)$$

em que M_z representa o momento externo gerado pela diferença de forças longitudinais no pneu (decompostas segundo o eixo do CdG), e relacionado por:

$$M_z = (F_{XFR} - F_{XFL} + F_{XRR} - F_{XRL}) \cdot \frac{l_s}{2} \quad (3.50)$$

Conjugando com o conjunto de Eq. (3.5) e tendo em conta a simplificação relativa ao ângulo de direção δ ,

$$M_z = (F_{LFR} - F_{LFL} + F_{LRR} - F_{LRL}) \cdot \frac{l_s}{2} \quad (3.51)$$

O binário de travagem/aceleração aplicado cada roda é expresso por:

$$T_{jw} = (\dot{\omega}_{jw} \cdot I_\omega + r_{eff} \cdot F_{Ljw}) \quad (3.52)$$

$$j \in \{F, R\}, w \in \{L, R\}$$

Assim, as forças longitudinais são obtidas segundo a relação:

$$F_L = \sum \frac{T_{jw} - \dot{\omega}_{jw} \cdot I_\omega}{r_{eff}} \quad (3.53)$$

Resolvendo conjuntamente as Eq. (3.46) e Eq. (3.53) é possível assumir que a aceleração linear do veículo é obtida segundo:

$$\dot{V}_{CdG} = \frac{1}{m} \cdot \sum \frac{T_{jw} - \dot{\omega}_{jw} \cdot I_\omega}{r_{eff}} \quad (3.54)$$

Note-se que de acordo com as simplificações efetuadas, a expressão da aceleração do veículo obtida corresponde à aceleração longitudinal.

Para o modelo simplificado poderá ser também considerado a força de atrito aerodinâmico F_{windX} e força de atrito ao rolamento F_{RX} na componente longitudinal. Assim, à Eq. (3.54) é adicionado as forças referidas, obtendo-se a seguinte relação:

$$\dot{V}_{CdG} = \frac{1}{m} \cdot \left(\sum \frac{T_{jw} - \dot{\omega}_{jw} \cdot I_\omega}{r_{eff}} - F_{windX} - F_R \right) \quad (3.55)$$

Agrupando as Eq. 3.49 e Eq. 3.55,

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\beta} = \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) - 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \right] - \dot{\psi} \\ \dot{\psi} = \frac{1}{I_z} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_f + 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \cdot l_r \right] + M_z \cdot \frac{1}{I_z} \\ \dot{V}_{CdG} = \frac{1}{m} \cdot \left(\sum \frac{T_{jw} - \dot{\omega}_{jw} \cdot I_\omega}{r_{eff}} - F_{windX} - F_R \right) \end{array} \right. \quad (3.56)$$

Rearranjando as equações anteriores obtêm-se o modelo proposto em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} m \cdot \dot{V}_{CdG} \\ \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -F_{windX} - F_R \\ a_1 \cdot \beta + a_2 \cdot \dot{\psi} \\ a_3 \cdot \beta + a_4 \cdot \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \cdot \delta + \frac{1}{r_{eff}} \cdot B \cdot \left(\begin{bmatrix} T_{FL} \\ T_{FR} \\ T_{RL} \\ T_{RR} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_\omega \cdot \dot{\omega}_{FL} \\ I_\omega \cdot \dot{\omega}_{FR} \\ I_\omega \cdot \dot{\omega}_{RL} \\ I_\omega \cdot \dot{\omega}_{RR} \end{bmatrix} \right) \quad (3.57)$$

Com,

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{l_s}{2 \cdot I_z} & \frac{l_s}{2 \cdot I_z} & -\frac{l_s}{2 \cdot I_z} & \frac{l_s}{2 \cdot I_z} \end{bmatrix}$$

$$a_1 = -\frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \quad a_2 = \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{m \cdot V_{CdG}^2} - 1 \quad b_1 = \frac{2 \cdot C_f}{m \cdot V_{CdG}}$$

$$a_3 = \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{I_z} \quad a_4 = -\frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2)}{I_z \cdot V_{CdG}} \quad b_2 = \frac{2 \cdot C_f \cdot l_f}{I_z}$$

3.4.2 Comparação e Validação do Modelo

Nesta subsecção serão apresentados os estudos elaborados que permitiram validar o modelo simplificado estabelecido para o projeto do controlador. Assim, para validar o modelo matemático estabelecido foi utilizada a ferramenta de simulação *CarSim*[®]. Este programa utiliza um modelo matemático de um veículo terrestre com uma elevada complexidade que permite obter resultados com elevada precisão [3, 10].

As características do veículo simulado encontram-se representadas na Tabela 3.1. Estes serão os parâmetros utilizados para posteriores simulações. Deve notar-se que a *sprung mass* corresponde a todos os componentes suportados pelas suspensões enquanto que a *unsprung mass* refere-se aos componentes a baixo da suspensão, tal como exemplo os pneus e travões. Os parâmetros de *Cornering Stiffness* não podem ser obtidos diretamente a partir do modelo, sendo necessária a sua estimação. Para o processo de estimação foi aplicada uma metodologia de medição direta das forças laterais, esta técnica encontra-se demonstrada nos Anexos A.

Da estimação aplicada obtêm-se os seguintes valores para o *Cornering Stiffness* dianteiro (C_f) e traseiro (C_r):

$$C_f = 35.8 \quad \text{kN/rad}$$

$$C_r = 48.0 \quad \text{kN/rad}$$

A aplicação prática do método de estimação proposto é extremamente complicada, pois a sensorização direta das forças laterais implica um aumento da complexidade e custo do sistema. Técnicas analíticas foram desenvolvidas de forma a estimar os valores de C_f e C_r . Alguns dos métodos encontram-se referenciados nos Anexos A.



Figura 3.15: Ilustração representativa de veículo utilizado - A - Class HatchBack

O procedimento de validação do modelo matemático implementado com a co-simulação do modelo obtido em *CarSim*[®] encontra-se representada de forma esquemática na Figura 3.16. A avaliação do desempenho do modelo matemático foi realizada segundo a avaliação do erro normalizado de $\dot{\psi}$ em relação ao valor obtido pelo modelo simulado pela ferramenta *CarSim*[®]. Ou seja, é feita a comparação do *yaw rate* obtido através do modelo *CarSim* ($\dot{\psi}_{cs}$) com o *yaw rate* obtido através do modelo proposto ($\dot{\psi}_{model}$). A definição do erro normalizado encontra-se representada na Eq. (3.58).

$$\varepsilon = 100 \cdot \frac{|\dot{\psi}_{cs} - \dot{\psi}_{model}|}{\max(\dot{\psi}_{cs})} \quad (3.58)$$

Para avaliar o desempenho do modelo implementado foram consideradas duas manobras no ângulo de direção das rodas dianteiras (δ). As manobras consideradas foram:

- *Double-Lane Change* a uma velocidade linear constante de 60 km/h;
- *J-Turn* a uma velocidade linear constante de 30 km/h;

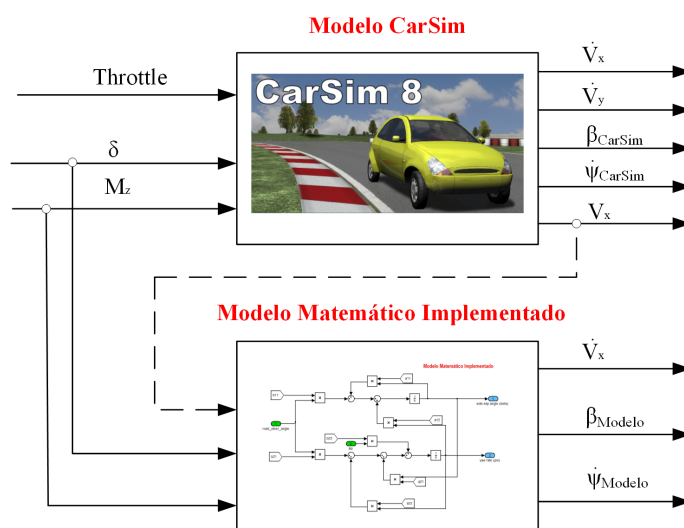


Figura 3.16: Esquemático representativo de processo de validação de modelo implementado

Tabela 3.1: Parâmetros de veículo simulado

Tipo	Definição	Valor
Sprung Mass	l_f	1.103 [m]
	l_r	1.244 [m]
	$l_f + l_r$	2.347 [m]
	m_s	747 [kg]
	I_z	1110.9 [kg · m ²]
	h	0.54 [m]
Unsprung Mass	m_u	41.5 [kg]
Sprung Mass +Unsprung Mass	m	830 [kg]
	I_z	1140 [kg · m ²]
	l_s	1.78 [m]
	f_r	0.01
	C_{aX}	0.34
	d	1.206 [kg/m ³]
	A_L	1.6 [m ²]

Os respectivos ângulos de direção das rodas dianteiras (δ) das manobras aplicadas encontram-se representados na Figura 3.17.

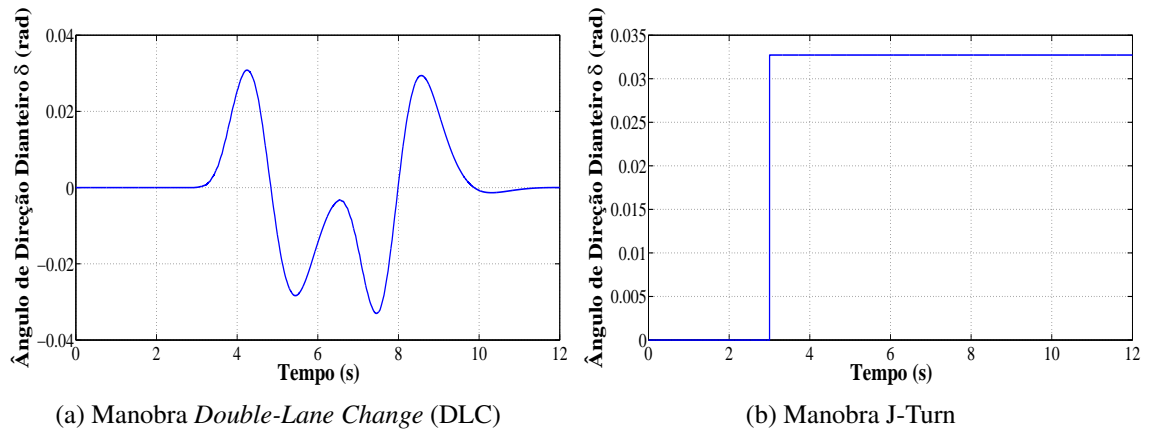


Figura 3.17: Manobras aplicadas para validação de desempenho de modelo matemático estabelecido

Os resultados apresentados para as comparações de *yaw rate* e valores de erros normalizados desprezam a influência da interface pneu/estrada i.e. apenas é considerada a dinâmica do próprio veículo. É também assumido que o comportamento do condutor é apenas definido pela manobra que deseja efetuar, sendo que a travagem por parte do condutor não é possível. Estas configurações podem ser realizadas diretamente na ferramenta de simulação *CarSim*®.

3.4.2.1 DLC @ 60km/h

Os resultados da comparação dos valores de *yaw rate* para uma manobra de *Double-Lane Change* demonstram que o modelo proposto tem um comportamento semelhante ao comportamento do modelo obtido no CarSim. Para este tipo de manobra o modelo proposto assume um valor máximo para o erro normalizado de $\approx 4.5\%$. A Figura 3.18a demonstra que a diferença de valores entre os dois modelos é bastante reduzida. Na Figura 3.18b é apresentado o erro normalizado, considerado na Eq. (3.58), para a mesma manobra.

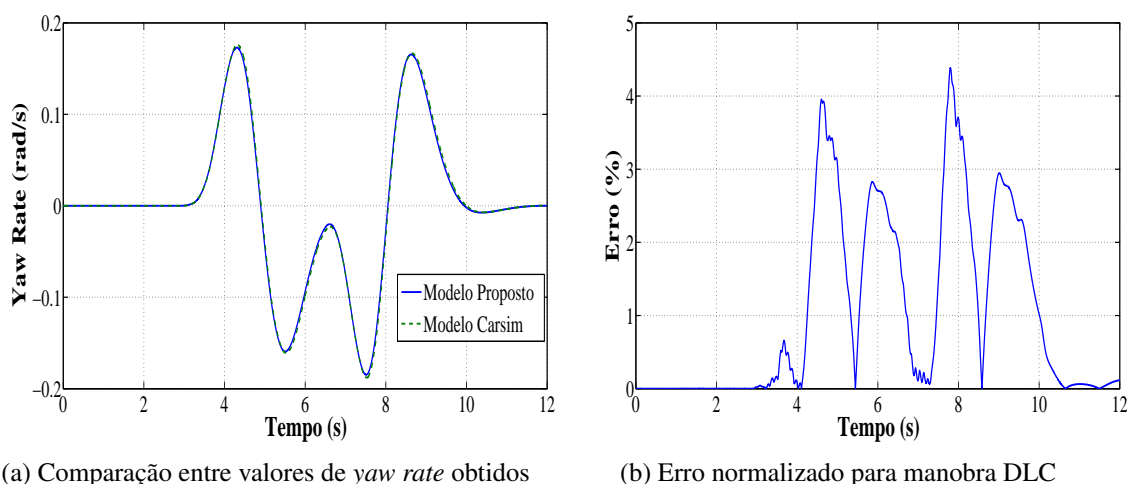


Figura 3.18: Resultados de comparação de valores de *yaw rate* entre modelo de CarSim e modelo proposto

3.4.2.2 J-Turn @ 30 km/h

Pretende-se com este ensaio avaliar o desempenho do modelo em regime transitório e regime permanente. Para tal é imposto um degrau no ângulo de direção das rodas dianteiras tal como demonstrado na Figura 3.17b. Este teste é geralmente designado por *J-Turn*.

As Figuras 3.19a e 3.19b demonstram respetivamente os resultados obtidos para a comparação do *yaw rate* e o respetivo erro normalizado.

Os resultados obtidos demonstram que devido às simplificações assumidas para o modelo simplificado, o erro normalizado em regime transitório é superior ao erro normalizado em regime permanente.

Como é óbvio ao ter em conta as simplificações consideradas nas anteriores secções, sabe-se que as características do modelo matemático estabelecido serão aproximações menos fieis do que as aproximações feitas pelo modelo em *CarSim*[®]. Estes desvios do modelo matemático face ao modelo em *CarSim*[®] em regime transitório são aceitáveis, pelo que o projeto do controlador pode ser realizado com base no modelo simplificado.

Em conclusão, dos resultados obtidos para os dois ensaios realizados permite considerar que o modelo matemático estabelecido é válido para a descrição simplificada da dinâmica de um veículo

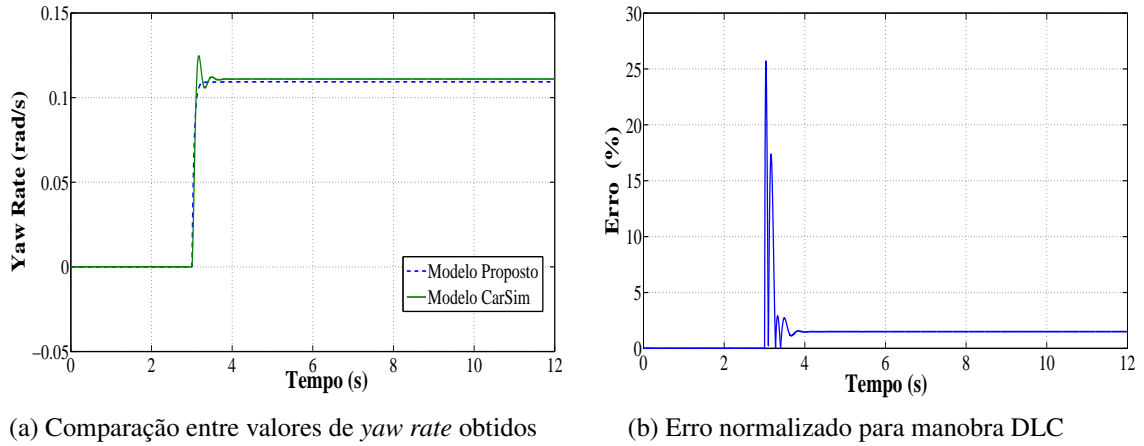


Figura 3.19: Resultados de comparação de valores de *yaw rate* entre modelo de CarSim e modelo proposto

de quatro rodas. No capítulo seguinte procede-se à análise detalhada deste modelo com o objetivo de estabelecer as suas propriedades essenciais.

3.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os principais modelos matemáticos que descrevem a dinâmica de um veículo de quatro rodas. Revisitando os modelos matemáticos apresentados na secção 3.2 e tendo em conta os conceitos desenvolvidos para a interface pneu/estrada apresentados na secção 3.3, foi proposto um modelo matemático capaz de analisar o impacto da variação dos valores de binários de aceleração/travagem num veículo.

O modelo proposto foi validado recorrendo à utilização de um modelo do veículo em *CarSim*[®]. O modelo do *CarSim*[®] permite obter o comportamento do veículo de uma forma precisa. Os resultados obtidos da comparação entre o modelo matemático simplificado estabelecido e modelo elaborado em *CarSim*[®] demonstram a viabilidade do modelo matemático deduzido para o projeto do controlador tolerante a falhas.

Capítulo 4

Análise de Modelo Matemático Simplificado do Veículo

O presente capítulo tem como objetivo efetuar uma análise do modelo matemático simplificado obtido no capítulo 3. Na primeira parte do capítulo são descritos os procedimentos realizados para a obtenção das respectivas funções transferência. É efetuada uma análise em ambiente *Matlab/Simulink*[®] das principais características em regime permanente. Na segunda parte, foi desenvolvido uma análise da sensibilidade paramétrica do modelo matemático.

4.1 Funções de Transferência do Modelo Matemático Simplificado

Considere-se inicialmente o conjunto de Eq. (3.49) do modelo matemático estabelecido. Estas duas equações são consideradas como as equações fundamentais da dinâmica lateral do veículo. Assim, para estas duas equações será deduzido e analisado o processo de obtenção das funções transferência. Os processos de análise apresentados nesta secção são baseados nas deduções aplicadas por M. Abe em [49]. A novidade na presente dissertação resulta das análises realizadas que permitem um estudo mais detalhado do comportamento do veículo perante o aparecimento de falhas nos motores o que origina uma diferença das forças longitudinais e consequente alteração do momento externo (M_z).

Para as duas equações referenciadas em Eq. (3.49) tem-se como entradas/saídas:

- **Entradas:** Ângulo de direção das rodas dianteiras (δ), Momento gerado pela diferença de forças longitudinais (M_z);
- **Saídas:** Ângulo *side-slip* (β), *Yaw Rate* ($\dot{\psi}$);

Admitindo que a velocidade do veículo é constante, o modelo fica linear, sendo possível aplicar o princípio de sobreposição de modo a obter uma função transferência para as entradas/saídas referidas. As três subsecções seguintes refletem o processo de obtenção da função transferência do modelo estudado, onde as duas primeiras subsecções abordam a obtenção individual das funções

transferência para uma entrada δ e para uma entrada M_z , enquanto na terceira subsecção é aplicado o princípio de sobreposição e apresentado o conjunto de equações de transferência que descrevem o modelo simplificado.

4.1.1 Funções de Transferência para Entrada de Ângulo de Direção (δ)

Desprezando o momento gerado pela diferença das forças longitudinais, ou seja, $M_z = 0$, então as equações fundamentais podem ser descritas pelas relações representadas na Eq. (4.1).

$$\begin{aligned}\dot{\beta} &= \frac{1}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) - 2 \cdot C_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \right] - \dot{\psi} \\ \dot{\psi} &= \frac{1}{I_z} \cdot \left[2 \cdot C_f \cdot l_f \cdot \left(\delta - \beta - \frac{l_f \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) + 2 \cdot C_r \cdot l_r \cdot \left(\beta - \frac{l_r \cdot \dot{\psi}}{V_{CdG}} \right) \right]\end{aligned}\quad (4.1)$$

Tendo em conta a sua representação no espaço de estados:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x + D \cdot u \end{cases} \quad (4.2)$$

Onde,

$$\begin{aligned}A &= \begin{bmatrix} -\frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} & \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{m \cdot V_{CdG}^2} - 1 \\ \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{I_z} & -\frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2)}{I_z \cdot V_{CdG}} \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} \frac{2 \cdot C_f}{m \cdot V_{CdG}} \\ \frac{2 \cdot C_f \cdot l_f}{I_z} \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & D &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Com,

$$x = \begin{bmatrix} \beta & \dot{\psi} \end{bmatrix}^T \quad y = \begin{bmatrix} \beta & \dot{\psi} \end{bmatrix}^T \quad u = \delta$$

Qualquer sistema físico tem uma componente estacionária, caracterizada pelo ganho em regime permanente, e uma componente dinâmica, que caracteriza a resposta transitória. Assim, antes serem apresentados as deduções aplicadas para obtenção da função transferência para a entrada do ângulo de direção, entende-se como importante a apresentação de uma análise sucinta sobre estas duas componentes para o conjunto de equações representado em Eq. (4.1).

4.1.1.1 Caracterização de ψ/δ e β/δ em Regime Permanente

O regime estacionário das equações dinâmicas do modelo apresentado na Eq. (4.1) implica que não existam variações no ângulo de *side slip* do veículo (β) e no *yaw rate* ($\dot{\psi}$). Logo, tem-se para o regime estacionário as seguintes condições: $\dot{\beta} = 0$ e $\dot{\psi} = 0$. Assim, o regime permanente do modelo é descrito pelo conjunto de relações representado em Eq. (4.3).

$$\begin{bmatrix} 2 \cdot (C_f + C_r) & \frac{2}{V_{CdG}} \cdot (l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r) + m \cdot V_{CdG} \\ 2 \cdot (l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r) & \frac{2}{V_{CdG}} \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot C_f \\ 2 \cdot C_f \cdot l_f \end{bmatrix} \cdot \delta \quad (4.3)$$

Nestas condições, um veículo a velocidade constante e um ângulo fixo de direção (δ) originará um movimento circular com um raio constante de curvatura. Este movimento é designado por regime estacionário de curvatura [49].

Soluções para Regime Estacionário de Curvatura

As soluções para o regime estacionário de curvatura para β e $\dot{\psi}$ encontram-se descritas respetivamente nas Eq. (4.4) e Eq. (4.5).

$$\beta = \left(\frac{1 - \frac{l_f \cdot m \cdot V_{CdG}^2}{2 \cdot C_r \cdot l_r \cdot l}}{1 - \frac{m}{2 \cdot l^2} \cdot \frac{l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r}{C_f \cdot C_r} \cdot V_{CdG}^2} \right) \cdot \frac{l_r}{l} \cdot \delta \quad (4.4)$$

$$\dot{\psi} = \left(\frac{1}{1 - \frac{m}{2 \cdot l^2} \cdot \frac{l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r}{C_f \cdot C_r} \cdot V_{CdG}^2} \right) \cdot \frac{V_{CdG}}{l} \cdot \delta \quad (4.5)$$

Onde o parâmetro l representa a soma das distâncias do CdG ao eixo dianteiro e traseiro, i.e. $l = l_r + l_f$.

Considerando que o veículo viaja a uma velocidade constante, onde a velocidade yaw é dada pelo yaw rate, então é possível obter o raio de curvatura ρ segundo a relação [49]:

$$\rho = \frac{V_{CdG}}{\dot{\psi}} = \left(1 - \frac{m}{2 \cdot l^2} \cdot \frac{l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r}{C_f \cdot C_r} \cdot V_{CdG}^2 \right) \frac{l}{\delta} \quad (4.6)$$

Características Understeer, Oversteer e Neutralsteer

As designações *Understeer* (US), *Oversteer* (OS) e *Neutralsteer* (NS) são termos da dinâmica de veículos utilizados para descrever a sensibilidade do veículo perante uma entrada do ângulo de direção constante (δ_0). Por outras palavras, caracterizam o comportamento do veículo na abordagem de uma curva. De uma forma geral, a característica de direção US implica que o valor do ângulo de direção fornecido foi inferior ao necessário para realizar uma determinada manobra, em contrapartida, a característica de direção OS implica que o ângulo de direção fornecido foi superior ao necessário para realizar a manobra.

Da Eq. (4.6), é possível expressar a relação do raio de curvatura com a velocidade do veículo tendo em conta as diferentes características de direção (US, NS, OS). O gráfico apresentado na Figura 4.1 ilustra as várias situações. É possível concluir da Eq. (4.6), que o sinal da relação $C_f \cdot$

$l_f - C_r \cdot l_r$ define um fator que caracteriza o comportamento do veículo em curva. Genericamente obtêm-se:

$$l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r < 0 \implies \text{US}$$

$$l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r > 0 \implies \text{OS}$$

$$l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r = 0 \implies \text{NS}$$

Analisando novamente a Figura 4.1, verifica-se que quando o ângulo de direção é mantido constante e o veículo possui uma característica NS, o raio de curvatura mantém-se constante para diferentes valores de velocidade. Em síntese, se a característica do veículo é NS o veículo realiza uma trajetória circular mesmo com um aumento contínuo da velocidade.

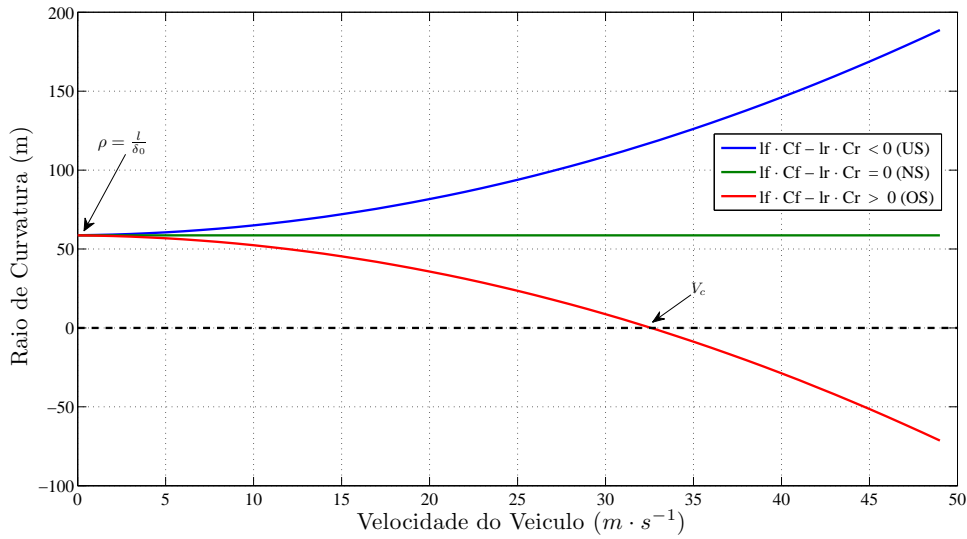


Figura 4.1: Relação entre o raio de curvatura com a velocidade do veículo perante uma entrada constante do ângulo de direção ($\delta_0 = 0.04$ rad)

Por outro lado, quando a relação $l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r$ assume um valor negativo, e caso o ângulo de direção seja mantido constante, o aumento da velocidade implica um aumento do raio de curvatura, o que significa que o ângulo de direção fornecido é insuficiente para manter o veículo numa trajetória circular. Em contrapartida, caso a relação $l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r$ assuma um valor positivo, e admitindo que o ângulo de direção é mantido nesse mesmo valor inicial, o aumento da velocidade implica uma diminuição do valor do raio de curvatura, ou seja, o ângulo de direção inicial é excessivo para a manobra considerada. A característica de direção OS assume que o sistema do veículo é estável até um limite de máximo de velocidade V_c , ver Figura 4.1.

Analisando a variação do ângulo β , obtido na Eq. (4.4) para diferentes fatores característicos de direção e para diferentes velocidades do veículo obtêm-se os resultados apresentados na Figura 4.2. Inicialmente, para todos os fatores característicos do comportamento do veículo (NS, US, OS) e com um ângulo de direção positivo ($\delta > 0$), o valor do ângulo β é positivo e assume um valor de $l_r/l \cdot \delta_0$ para uma velocidade nula. Para um comportamento OS, o aumento da velocidade

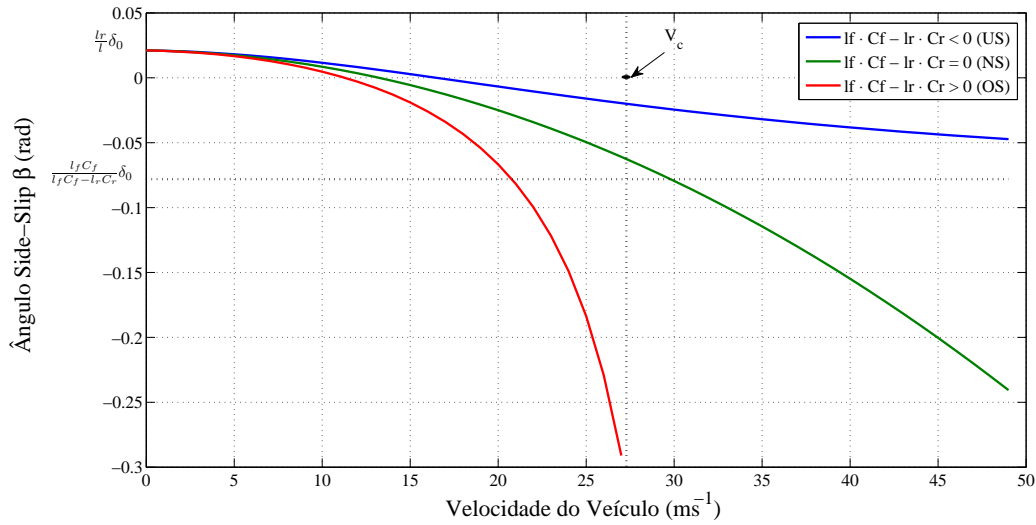


Figura 4.2: Relação entre ângulo de *Side-Slip* em regime permanente de curvatura perante variações da velocidade do veículo ($\delta = 0.04$ rad)

do veículo implica que β tenda para infinito. Por outras palavras, esta tendência de β indica que o veículo entrou num estado de instabilidade. Por sua vez para um comportamento do tipo US, o valor β tende para o valor apresentado na Figura 4.2 perante um aumento da velocidade linear do veículo.

Deve notar-se ainda que um valor de β para um determinado valor de velocidade significa que o veículo irá realizar uma determinada manobra com um desvio face à manobra desejada. Assim, dos resultados obtidos na Figura 4.2 verifica-se que com o aumento da velocidade existe também um aumento do valor de β , significando assim que existe um aumento do desvio da manobra realizada face à manobra desejada com o aumento da velocidade.

A relação entre o ψ e V_{CdG} pode ser representada genericamente pela Figura 4.3. Da sua análise, verifica-se novamente diferentes comportamentos para os regimes diferentes tipos de comportamento referidos (US, NS, OS). Caso o veículo possua uma característica de direção US, então o ψ tenderá a saturar num determinado valor com o aumento da velocidade do veículo (V_{CdG}) sendo que para valores muito elevados da velocidade do veículo (V_{CdG}) assumirá valores próximos do valor nulo. Para o caso em que o veículo possua características NS, o valor de ψ aumenta linearmente com V_{CdG} a uma taxa de $(V_{CdG}/l) \cdot \delta$. Por fim, caso o veículo possua uma característica de direção OS, verifica-se que o aumento do ψ é muito rápido e este tende para infinito quando $V_{CdG} = V_c$.

Assim, da análise comportamental para os diferentes fatores característicos de direção é possível concluir que para os casos em que não seja possível garantir a característica de direção NS, deve-se optar pelo projeto de um veículo com características US. Um veículo que apresente características OS tenderá a possuir problemas de estabilidade quer ao nível do ψ quer no ângulo de β .

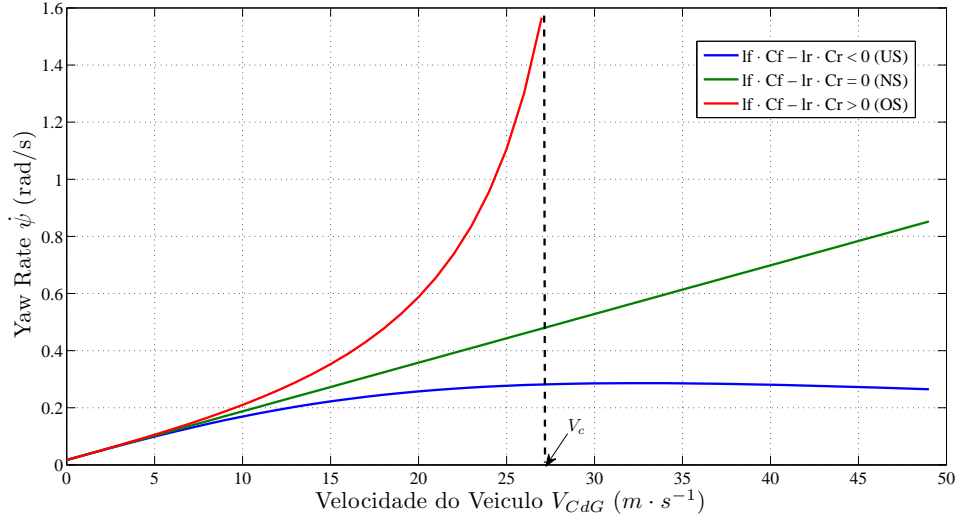


Figura 4.3: Relação entre *Yaw Rate* ($\dot{\psi}$) e velocidade de veículo (V_{CdG}) para regime permanente de curvatura ($\delta = 0.04$ rad)

Noções de Velocidade Crítica e Fator Limite de Estabilidade

Os conceitos que se pretendem introduzir foram inicialmente descritos por M. Abe em [49]. Estes dois conceitos representam os limites de estabilidade de um veículo e serão futuramente utilizados para simplificação das expressões das funções transferência obtidas.

Quando um veículo possui um comportamento do tipo OS, o raio de curvatura (ρ) assume o valor nulo quando $V_{CdG} = V_c$ (ver Eq. (4.6)). Este valor de velocidade V_c , é designado por velocidade limite de estabilidade ou por velocidade crítica, o qual é determinado igualando a Eq. (4.6) a zero. Após uma manipulação algébrica obtêm-se a Eq. (4.7), que define a velocidade crítica em função dos parâmetros físicos do veículo. De notar que a partir deste valor, o movimento do veículo é considerado instável.

$$V_c = \sqrt{\frac{2 \cdot l^2 \cdot C_f \cdot C_r}{m \cdot (l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r)}} \quad (4.7)$$

Outra conclusão retirada da análise da Eq. (4.7) é que V_c aumenta quando: a relação $C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r$ diminui, a massa do veículo diminui e para valores mais elevados de C_f , C_r e l .

Nos estados mais específicos da dinâmica de veículos é habitual definir a estabilidade do veículo [49]. Esta variável é designada por fator de estabilidade (SF), sendo definida pela Eq. (4.8).

$$SF = -\frac{m}{2 \cdot l^2} \cdot \frac{l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r}{C_f \cdot C_r} \quad (4.8)$$

Tendo em conta V_c , então a Eq. (4.6) pode ser simplificada por:

$$1 + SF \cdot V^2 = 0$$

se $SF < 0$, V_c pode ser escrita como:

$$V_c = \sqrt{-\frac{1}{SF}} \quad (4.9)$$

Aplicando as definições anteriores para as soluções obtidas em regime permanente para ψ e o ângulo de β , obtêm-se:

$$\beta = \frac{1 - \frac{m}{2 \cdot l} \cdot \frac{l_f}{l_r \cdot C_r} \cdot V^2}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot \frac{l_r}{l} \cdot \delta \quad \psi = \frac{1}{1 + SF \cdot V_{CdG}} \cdot \frac{V_{CdG}}{l} \cdot \delta \quad (4.10)$$

Deste modo ficam determinados os ganhos DC ou também designados de ganhos em regime permanente das funções transferência de β e ψ para uma entrada δ .

4.1.1.2 Caracterização de ψ/δ e β/δ em Regime Dinâmico

De modo a compreender as características de um veículo, torna-se necessário uma descrição dos parâmetros fundamentais da componente dinâmica das funções apresentadas em Eq. (4.1).

Parâmetros da Resposta Transitória

O estudo da resposta transitória é efetuada através da obtenção dos valores próprios do sistema representado na Eq. (4.1). A equação polinomial do sistema representado em Eq. (4.1) é obtida pela seguinte relação:

$$s^2 + \left[\frac{2 \cdot m \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2) + 2 \cdot I_z \cdot V_{CdG} + 2 \cdot C_r \cdot I_z \cdot V_{CdG}}{m \cdot I_z \cdot V_{CdG}^2} \right] \cdot s + \left[\frac{4 \cdot C_f \cdot C_r \cdot l^2}{m \cdot I_z \cdot V_{CdG}} - \frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r)}{I_z} \right] = 0$$

Simplificando e agrupando como um sistema típico de 2ª ordem, resulta:

$$s^2 + 2 \cdot D \cdot s + P^2 = 0$$

em que,

$$2 \cdot D = \left[\frac{2 \cdot m \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2) + 2 \cdot I_z \cdot V_{CdG} + 2 \cdot C_r \cdot I_z \cdot V_{CdG}}{m \cdot I_z \cdot V_{CdG}^2} \right] \quad (4.11)$$

$$P^2 = \left[\frac{4 \cdot C_f \cdot C_r \cdot l^2}{m \cdot I_z \cdot V_{CdG}} - \frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r)}{I_z} \right]$$

Na literatura da especialidade é habitual simplificar os coeficientes D e P no sentido de procurar estabelecer uma função da frequência natural e fator e amortecimento que tipicamente caracterizam a resposta de um sistema de 2ª ordem.

Segundo Nielsen em [48], ainda não existem técnicas universais e baratas para determinar a inércia de um veículo. A determinação experimental do momento de Inércia do veículo em torno do eixo z (I_z) exige equipamentos caros e complexos [50], por sua vez a determinação analítica também necessita de processos complexos. Uma solução normalmente aplicada é o método de *raddi of gyration*. Este método consiste numa aproximação da inércia do veículo pela relação representada na Eq. (4.12).

$$I_z = m \cdot k^2 \quad (4.12)$$

Onde k é designado por raio do momento *yaw*, e dado por $k \approx l/2$. Conjugando as Eq. (4.11), Eq. (4.12) e considerando as simplificações $l_f \approx l_r$ e $C_f \approx C_r$, obtêm-se:

$$\begin{aligned} 2 \cdot D &= \frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \left(\frac{1 + k^2 / (l_f \cdot l_r)}{k^2 / (l_f \cdot l_r)} \right) \\ P^2 &= \frac{4 \cdot C_f \cdot C_r \cdot l^2}{m^2 \cdot k^2 \cdot V_{CdG}} \cdot \left(1 - \frac{m}{2 \cdot l^2} \cdot \frac{l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r}{C_f \cdot C_r} \cdot V_{CdG}^2 \right) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Frequência Natural (ω_n) e Fator de Amortecimento (ζ)

A frequência natural (ω_n) e o fator de amortecimento (ζ) estão relacionados com os coeficientes da equação característica por [49]:

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= P^2 \\ 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n &= 2 \cdot D \end{aligned} \quad (4.14)$$

Considerando as simplificações definidas nas anteriores subsecções, as variáveis ω_n e ζ podem ser reformuladas pelas seguintes relações:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \sqrt{\frac{l_f \cdot l_r}{k^2}} \cdot \sqrt{1 + SF \cdot V_{CdG}} \\ &= \frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \sqrt{\frac{l_f \cdot l_r}{k^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2} \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned}
\zeta &= \frac{1 + k^2/(l_f \cdot l_r)}{2 \cdot \sqrt{k^2/(l_f \cdot l_r)} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + SF \cdot V_{CdG}}}} \\
&= \frac{1 + k^2/(l_f \cdot l_r)}{2 \cdot \sqrt{k^2/(l_f \cdot l_r)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Onde a componente SM é designada por margem estática (*Static Margin*), e relacionada pela seguinte equação [49]:

$$SM = -\frac{l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r}{l \cdot (C_f + C_r)} \tag{4.17}$$

Estabelecidos os parâmetros típicos que caracterizam as funções transferência para ψ/δ e β/δ , é apresentado de seguida a dedução final que tem em conta todas as simplificações apresentadas anteriormente.

4.1.1.3 Dedução de Função Transferência para $\psi(s)/\delta(s)$ e $\beta(s)/\delta(s)$

Após uma apresentação das características fundamentais das componentes dinâmica e em regime permanente do sistema de equações representado em Eq. (4.1), é apresentado em seguida o processo de obtenção da funções transferência para $\psi(s)/\delta(s)$ e $\beta(s)/\delta(s)$.

Existem vários modos para a obtenção da função transferência de um conjunto de equações diferenciais. Uma vez que o conjunto de equações ao qual se pretende obter a sua função transferência já se encontra na forma de espaço de estados é possível aplicar a equação algébrica dada Eq. (4.18).

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C \cdot (s \cdot I_n - A)^{-1} \cdot B + D \tag{4.18}$$

Deste modo foram obtidas as funções Eq. (4.19) e Eq. (4.20). Para o ângulo de *Side-Slip* (β) tem-se:

$$\frac{\beta(s)}{\delta(s)} = G_\delta^\beta \cdot \frac{1 + T_\delta^\beta \cdot s}{1 + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \tag{4.19}$$

em que,

$$G_{\delta}^{\beta} = \frac{1 - \frac{m}{2 \cdot l} \cdot \frac{l_f}{l_r \cdot C_r} \cdot V^2}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot \frac{l_r}{l}$$

$$T_{\delta}^{\beta} = \frac{I_z \cdot V_{CdG}}{2 \cdot C_r \cdot l_r \cdot l} \cdot \frac{1}{1 - \frac{m}{2 \cdot l} \cdot \frac{l_f}{l_r \cdot C_r} \cdot V_{CdG}^2}$$

$$\omega_n = \frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \sqrt{\frac{l_f \cdot l_r}{k^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}$$

$$\zeta = \frac{1 + k^2 / (l_f \cdot l_r)}{2 \cdot \sqrt{k^2 / (l_f \cdot l_r)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}}$$

Da mesma forma para o *Yaw Rate*, obtêm-se:

$$\frac{\psi(s)}{\delta(s)} = G_{\delta}^{\psi} \cdot \frac{1 + T_{\delta}^{\psi}}{1 + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (4.20)$$

em que,

$$G_{\delta}^{\psi} = \frac{1}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot \frac{V_{CdG}}{l}$$

$$T_{\delta}^{\psi} = \frac{m \cdot l_f \cdot V}{2 \cdot l \cdot C_r} \quad (4.21)$$

4.1.2 Funções de Transferência para Entrada de Momento Externo (M_z)

Para obter as funções de transferência considerando como entrada o momento externo M_z gerado pela diferença das forças longitudinais, tem-se que o ângulo de direção é nulo ($\delta = 0$). O conjunto de equações representadas em Eq. (4.22) permitem obter a função transferência para uma entrada M_z .

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x + D \cdot u \end{cases} \quad (4.22)$$

Com $x = \begin{bmatrix} \beta & \psi \end{bmatrix}^T$ e $y = \begin{bmatrix} \beta & \psi \end{bmatrix}^T$. Então:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} & \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{m \cdot V_{CdG}^2} - 1 \\ \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{I_z} & -\frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2)}{I_z \cdot V_{CdG}} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_z} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

4.1.2.1 Caracterização de ψ/M_z e β/M_z em Regime Permanente

À semelhança da caracterização da componente em regime permanente apresentada na subsecção 4.1.1, tem-se que $\dot{\beta} = 0$ e $\dot{\psi} = 0$ e neste caso $\delta = 0$. Assim, o conjunto de equações apresentado em Eq. (4.22) é simplificado da forma:

$$\beta \cdot (2 \cdot (C_r + C_l)) + \psi \cdot \left(m \cdot V_{CdG} + \frac{2}{V_{CdG}} (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r) \right) = 0 \quad (4.23)$$

$$\beta \cdot 2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r) + \psi \cdot \frac{2}{V_{CdG}} \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2) = M_z$$

Em forma matricial obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} 2 \cdot (C_r + C_f) & m \cdot V_{CdG} + \frac{2}{V_{CdG}} (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r) \\ 2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r) & \frac{2}{V_{CdG}} \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot M_z \quad (4.24)$$

Soluções para Regime Estacionário

Considerando M_z constante, então as soluções para β e ψ são obtidas por:

$$\beta = -\frac{C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r}{2 \cdot C_r \cdot C_f \cdot l^2} \cdot \frac{1 + \frac{m \cdot V_{CdG}^2}{2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r)}}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot M_z \quad (4.25)$$

$$\psi = \frac{(C_r + C_f) \cdot V_{CdG}}{2 \cdot C_r \cdot C_f \cdot l^2} \cdot \frac{1}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot M_z \quad (4.26)$$

Análise de Soluções para Regime Estacionário

Analisando a solução obtida em Eq. (4.25) e tendo considerando os diferentes comportamentos do veículo (NS, US, OS) obtêm-se o gráfico representado na Figura 4.4. Da sua análise conclui-se que quando um veículo possui um comportamento do tipo NS então β não varia, sendo o seu

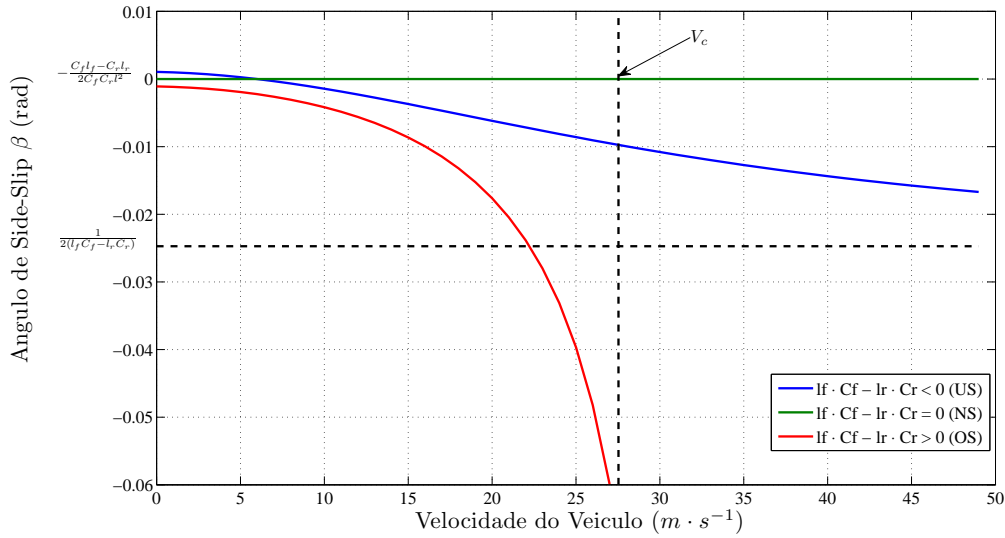


Figura 4.4: Relação entre ângulo de *Side-Slip* e velocidade do veículo para entrada M_z em regime permanente ($M_z = 1000 \text{ Nm}$)

valor sempre igual ao valor nulo. Na análise dos comportamentos do tipo OS e US verifica-se que o seu comportamento é idêntico ao comportamento apresentado para uma entrada δ (ver subsecção 4.1.1) apenas com uma diferença nos valores iniciais.

Para o comportamento em regime permanente ψ em relação a V_{CdG} , ilustrado na Figura 4.5, verifica-se uma semelhança face ao comportamento apresentado para uma entrada δ (ver subsecção 4.1.1). Para o regime US verifica-se que o valor de *yaw rate* (ψ) atinge um máximo para uma determinada velocidade e posteriormente tende a estabilizar para o valor nulo, para velocidades muito elevadas.

4.1.2.2 Dedução das Funções Transferência

Conjugando todas as simplificações anteriormente realizadas, é possível estabelecer as funções de transferência para uma entrada M_z . Para a obtenção da expressão final foi aplicado a relação apresentada na Eq. (4.18). Assim, obtêm-se:

$$\frac{\beta(s)}{M_z(s)} = G_{M_z}^\beta(0) \cdot \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (4.27)$$

em que,

$$G_{M_z}^\beta(0) = -\frac{C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r}{2 \cdot C_r \cdot C_f \cdot l^2} \cdot \frac{1 + \frac{m \cdot V_{CdG}^2}{2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r)}}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2}$$

Da mesma forma:

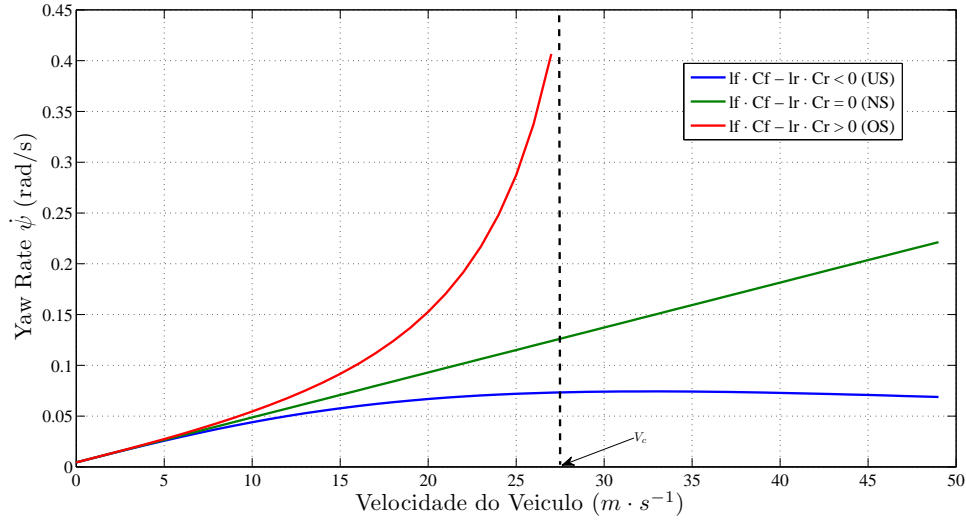


Figura 4.5: Relação entre *Yaw Rate* e velocidade de veículo para entrada M_z em regime permanente ($M_z = 1000 \text{ Nm}$)

$$\frac{\psi(s)}{M_z(s)} = G_{M_z}^{\psi}(0) \cdot \frac{1 + T_{M_z}^{\psi} \cdot s}{1 + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (4.28)$$

$$\omega_n = \frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \sqrt{\frac{l_f \cdot l_r}{k^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}$$

$$\zeta = \frac{1 + k^2/(l_f \cdot l_r)}{2 \cdot \sqrt{k^2/(l_f \cdot l_r)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}}$$

em que,

$$G_{M_z}^{\psi}(0) = \frac{(C_r + C_f) \cdot V_{CdG}}{2 \cdot C_f \cdot C_r \cdot l^2} \cdot \frac{1}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2}$$

$$T_{M_z}^{\psi} = \frac{m \cdot V_{CdG}}{2 \cdot (C_f + C_r)}$$

4.1.3 Funções de Transferência Finais

Após a dedução e análise individual de cada função transferência é possível obter as funções de transferência finais aplicando o princípio da sobreposição. Conjugando as equações Eq. (4.19), Eq. (4.20), Eq. (4.27) e Eq. (4.28) obtêm-se:

$$\beta(s) = \frac{G_{\delta}^{\beta}(0) \cdot (1 + T_{\delta}^{\beta} \cdot s) \cdot \delta(s) + G_{M_z}^{\beta}(0) \cdot M_z(s)}{1 + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (4.29)$$

$$\psi(s) = \frac{G_{\delta}^{\psi} \cdot (1 + T_{\delta}^{\psi} \cdot s) \cdot \delta(s) + G_{M_z}^{\psi}(0) \cdot (1 + T_{M_z}^{\psi} \cdot s) \cdot M_z(s)}{1 + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (4.30)$$

onde, para uma saída β :

$$G_{\delta}^{\beta}(0) = \frac{1 - \frac{m}{2 \cdot l} \cdot \frac{l_f}{l_r \cdot C_r} \cdot V^2}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot \frac{l_r}{l}$$

$$T_{\delta}^{\beta} = \frac{I_z \cdot V_{CdG}}{2 \cdot C_r \cdot l_r \cdot l} \cdot \frac{1}{1 - \frac{m}{2 \cdot l} \cdot \frac{l_f}{l_r \cdot C_r} \cdot V_{CdG}^2}$$

$$G_{M_z}^{\beta}(0) = -\frac{C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r}{2 \cdot C_r \cdot C_f \cdot l^2} \cdot \frac{1 + \frac{m \cdot V_{CdG}^2}{2 \cdot (C_f \cdot l_f - C_r \cdot l_r)}}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2}$$

Para uma saída ψ :

$$G_{\delta}^{\psi}(0) = \frac{1}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \cdot \frac{V_{CdG}}{l}$$

$$T_{\delta}^{\psi} = \frac{m \cdot l_f \cdot V}{2 \cdot l \cdot C_r} \quad (4.31)$$

$$G_{M_z}^{\psi}(0) = \frac{(C_r + C_f) \cdot V_{CdG}}{2 \cdot C_f \cdot C_r \cdot l^2} \cdot \frac{1}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2}$$

$$T_{M_z}^{\psi} = \frac{m \cdot V_{CdG}}{2 \cdot (C_f + C_r)}$$

$$\omega_n = \frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_{CdG}} \cdot \sqrt{\frac{l_f \cdot l_r}{k^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}$$

$$\zeta = \frac{1 + k^2 / (l_f \cdot l_r)}{2 \cdot \sqrt{k^2 / (l_f \cdot l_r)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2 \cdot m}{l \cdot (C_f + C_r)} \cdot SM \cdot V_{CdG}^2}}$$

4.2 Análise de Sensibilidade Paramétrica

Nesta secção pretende-se estudar a influência das variações paramétricas nos ganhos DC das funções de transferência mais importantes para análise do comportamento do sistema perante variações no momento externo gerado pelas forças longitudinais M_z . Os ganhos DC analisados nesta secção foram deduzidos na secção 4.1.

De uma análise da sensibilidade paramétrica de um modelo é possível observar quais os parâmetros que produzem maiores variações na saída. Esta análise é importante no desenvolvimento de um controlador para o veículo proposto, pois permite definir os limites e ter em conta os parâmetros que provocam uma maior influência sobre o desempenho normal do veículo.

O estabelecimento das funções transferência do modelo implementado na secção 4.1 permite uma análise mais simples da variação paramétrica para o modelo matemático estabelecido. Nesta secção apenas será considerado a componente em regime permanente para uma saída ψ , ou seja, apenas é considerado os ganhos em regime permanente da Eq. (4.30).

Genericamente, o modelo estabelecido depende dos seguintes parâmetros físicos:

$$\theta = [l_f \quad l_r \quad m \quad I_z \quad C_f \quad C_r \quad V_{CdG}]$$

A Tabela 4.1 representa o valores nominais perante os quais será realizada uma análise paramétrica. Estes parâmetros são idênticos as parâmetros apresentados anteriormente para a validação do modelo na Tabela 3.1. Opta-se para o caso em estudo por admitir que o veículo possui características US, o que simplifica as questões de estabilidade anteriormente expressas.

Tabela 4.1: Parâmetros físicos nominais do modelo proposto

l_f [m]	l_r [m]	m [kg]	C_f [N/rad]	C_r [N/rad]	I_z [kg·m ²]	V_{CdG} [m·s ⁻¹]
1.1	1.2	830	35800	48000	1140	60/3.6

4.2.1 Caracterização da Sensibilidade Paramétrica para Regime Permanente de ψ

Em regime estacionário, o valor de ψ é obtido pela seguinte relação:

$$G_{\delta}^{\psi}(0) + G_{M_z}^{\psi}(0) = \frac{\left(\frac{C_r + C_f}{2 \cdot C_f \cdot C_r \cdot l^2} + \frac{1}{l} \right) \cdot V_{CdG}}{1 + SF \cdot V_{CdG}^2} \quad (4.32)$$

A avaliação do impacto da incerteza paramétrica é realizada através da comparação do *yaw rate* do modelo com valores nominais (ψ_{nom}) com o *yaw rate* do modelo com incerteza num dos parâmetros (ψ_{inc}). A quantificação do impacto é realizada através da aplicação da expressão do erro normalizado [50, 55] expressa na Eq. (4.33).

$$\varepsilon = \frac{|\dot{\psi}_{nom} - \dot{\psi}_{inc}|}{\max(\dot{\psi}_{nom})} \quad (4.33)$$

Neste caso, como apenas se está a analisar o ganho em regime permanente, o valor máximo do modelo nominal será igual ao valor atual do modelo nominal.

O procedimento aplicado para análise do impacto das variações de parâmetros traduz-se na variação de -30% a +30% do valor nominal para cada parâmetro físico do modelo e a sua correspondente quantificação do erro. Note-se que para este caso, se exclui a análise do parâmetro I_z , uma vez que se verifica, analisando a Eq. (4.32) que a inércia do veículo não influencia o ganho em regime permanente do *Yaw Rate* do modelo proposto. O gráfico da Figura 4.6 representa de forma sintética os erros normalizados obtidos para cada grau de variação do valor nominal dos parâmetros físicos referenciados.

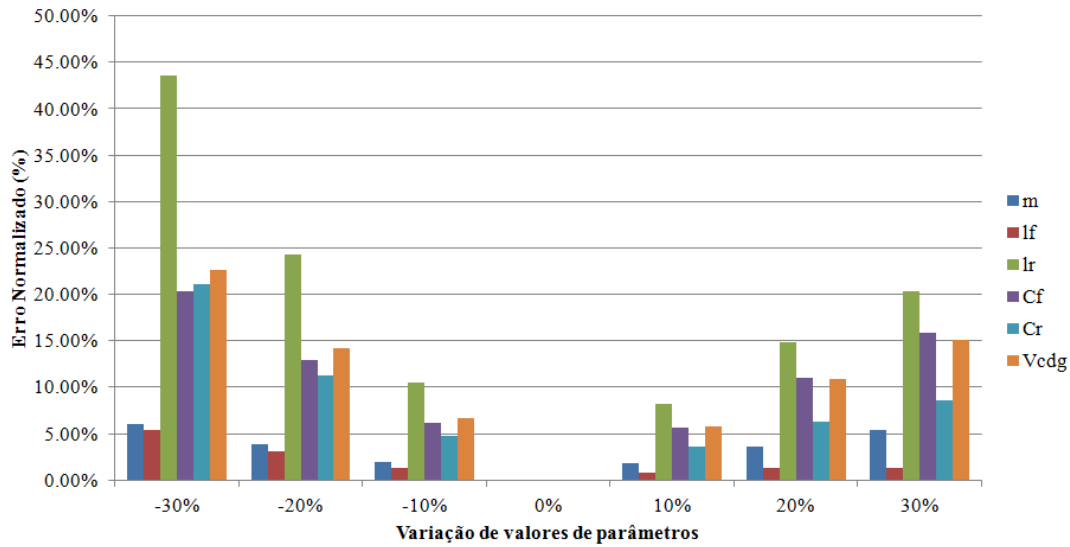


Figura 4.6: Erros normalizados para variação de parâmetros físicos para ganho em regime permanente do $\dot{\psi}$

Da análise do gráfico representado na Figura 4.6, é possível concluir que o ganho em regime permanente para uma entrada em $\dot{\psi}$ é relativamente insensível às incertezas na massa e da distância do centro de gravidade do veículo ao eixo dianteiro, ou seja, para os parâmetros m e l_f respetivamente. Outra das conclusões que é possível retirar, é que de facto um comportamento do tipo OS induz um maior erro sobre o ganho em regime permanente. Ou seja, perante uma maior variação negativa dos parâmetros C_r e l_r verifica-se uma alteração da característica de comportamento do veículo, passando de uma característica US para OS, recorde-se a relação que define o tipo de característica de um veículo em regime permanente é $l_f \cdot C_f - l_r \cdot C_r$. Esta alteração é notória no gráfico apresentado, uma vez que se verifica um aumento elevado do erro normalizado para variações negativas de 20% e 30% dos parâmetros de C_r e l_r , indicando para estes casos que $l_f \cdot C_f > l_r \cdot C_r$.

4.2.2 Caracterização Analítica da Sensibilidade Paramétrica para ψ

Depois de uma análise genérica da sensibilidade dos parâmetros que constituem o modelo linear para uma velocidade constante é possível desenvolver um método analítico que traduza a sensibilidade paramétrica para o ganho em regime permanente da dinâmica do ψ em relação à velocidade do veículo. As seguintes deduções representam uma abordagem analítica sobre a sensibilidade paramétrica do ganho em regime permanente para a saída de ψ .

Para uma função genérica, entende-se por sensibilidade paramétrica a medida quantitativa resultante da alteração de um ou mais elementos que constituem essa função [56]. Na definição da sensibilidade, considera-se a informação pela qual a característica $y(x)$ depende do elemento x . Se o valor nominal de x é x_0 , então as variações de $y(x)$ produzidas pelo elemento x podem ser expressas pela série de *Taylor* obtida por:

$$y(x) = f(x_0) + \frac{y'(x_0)}{1!}(x - x_0) + \frac{y''(x_0)}{2!}(x - x_0)^2 + \dots + \frac{y^n(x_0)}{n!}(x - x_0)^n + R_n(x) \quad (4.34)$$

em que $R_n(x)$ é o resto da aproximação expresso por:

$$R_n(x) = \frac{y^{n+1}(t)}{(n+1)!}(x - x_0)^{n+1} \quad (4.35)$$

Assim, é possível escrever,

$$y(x) = y(x_0) + \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0} \cdot dx + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right|_{x=x_0} \cdot (dx)^2 + \dots + \frac{1}{n} \left. \frac{\partial^n y}{\partial x^n} \right|_{x=x_0} \cdot (dx)^n \quad (4.36)$$

Para pequenas variações de x ignora-se os termos das derivadas de ordem superior, sendo apenas obtido o termo de primeira ordem [57]. Assim, tem-se:

$$\Delta y(x_0) = y(x) - y(x_0) = \left. \frac{\partial y}{\partial x} \right|_{x=x_0} \cdot dx \quad (4.37)$$

Onde $\Delta y(x_0)$ é definido como a alteração resultante da variação em x . Como interessa apenas a alteração relativa entre y e x acrescentam-se os termos normalizados à equação anterior, obtendo-se:

$$\frac{\Delta y(x_0)}{y(x_0)} = \left[\frac{\partial y}{\partial x} \cdot \frac{x}{y(x)} \right]_{x=x_0} \cdot \frac{dx}{x_0} \quad (4.38)$$

Assim, é possível definir a função de sensibilidade através da relação:

$$S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x} \cdot \frac{x}{y} = \frac{\partial y/y}{\partial x/x} \quad (4.39)$$

A informação da sensibilidade é aplicada para estimar alterações na característica y resultante de uma mudança incremental num elemento do sistema, podendo neste caso escrever-se como [56]:

$$\frac{\Delta y}{y} = S_x^y \cdot \frac{\Delta x}{x} \quad (4.40)$$

Note-se que a Eq. (4.40) apenas deve ser aplicada para pequenas variações incrementais. Assim, da mesma equação, é possível obter uma análise analítica da sensibilidade paramétrica caso a função de sensibilidade seja conhecida.

Dado que o modelo é apenas linear para velocidade constantes é necessário analisar a sensibilidade paramétrica para diferentes velocidades. Considerando a equação do ganho em regime permanente para a dinâmica de ψ em relação à velocidade apresentada na Eq. (4.41).

$$G^\psi = G_\delta^\psi(V_{CdG}) + G_{Mz}^\psi(V_{CdG}) \quad (4.41)$$

As respectivas expressões de sensibilidade podem ser obtidas aplicando as seguintes deduções:

$$\begin{aligned} S_m^{G^\psi}(V_{CdG}) &= \frac{\partial G^\psi(V_{CdG})}{\partial m} \cdot \frac{m}{G^\psi(V_{CdG})} \\ S_{l_f}^{G^\psi}(V_{CdG}) &= \frac{\partial G^\psi(V_{CdG})}{\partial l_f} \cdot \frac{l_f}{G^\psi(V_{CdG})} \\ S_{l_r}^{G^\psi}(V_{CdG}) &= \frac{\partial G^\psi(V_{CdG})}{\partial l_r} \cdot \frac{l_r}{G^\psi(V_{CdG})} \\ S_{C_f}^{G^\psi}(V_{CdG}) &= \frac{\partial G^\psi(V_{CdG})}{\partial C_f} \cdot \frac{C_f}{G^\psi(V_{CdG})} \\ S_{C_r}^{G^\psi}(V_{CdG}) &= \frac{\partial G^\psi(V_{CdG})}{\partial C_r} \cdot \frac{C_r}{G^\psi(V_{CdG})} \end{aligned} \quad (4.42)$$

As expressões detalhadas obtidas podem ser consultadas nos Anexos B. A Figura 4.7 representa os resultados obtidos para as deduções desenvolvidas em Eq. (4.42). Para velocidades mais baixas não existe uma diferenciação na sensibilidade individual de cada parâmetro. A partir de uma velocidade de aproximadamente $10 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, ou seja, cerca de 36 km/h começa a ser notória uma pequena diferenciação, esta aumenta até valores de velocidade de $100 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, altura em que a sensibilidade de cada parâmetro satura. Da mesma figura, é possível observar que os parâmetros com maior sensibilidade para o modelo proposto são l_r e C_f .

4.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas duas etapas importantes no estabelecimento de modelos matemáticos que permitem a definição das respectivas funções transferência e estudo da análise da sensibilidade paramétrica. A necessidade de conhecer o comportamento do modelo matemático de um veículo é justificável para o desenvolvimento de sistemas de controlo, uma vez que permite um conhecimento dos parâmetros que possuem uma maior influência em caso de anomalias do sistema.

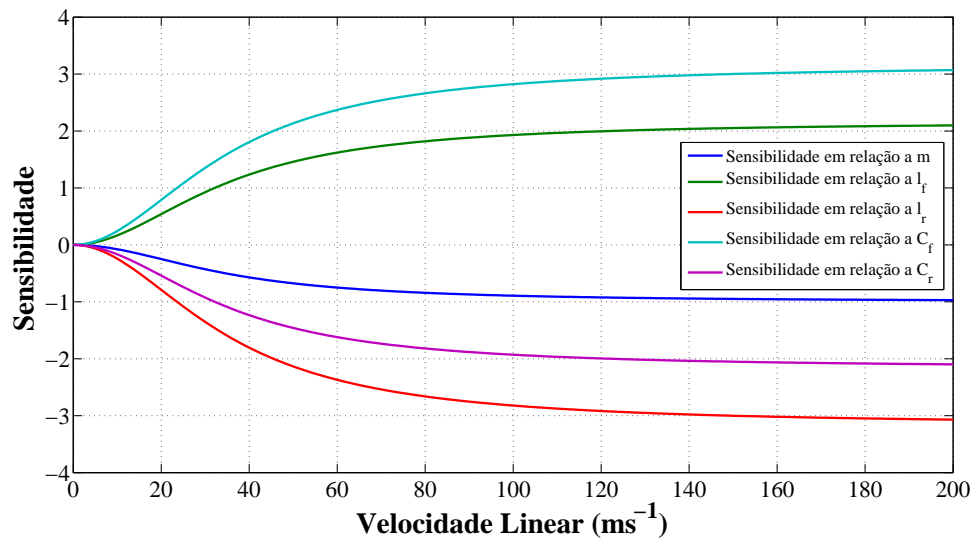


Figura 4.7: Análise da sensibilidade para ganho em regime permanente de dinâmica de yaw rate

Na primeira parte deste capítulo foram deduzidas as funções transferência para o modelo matemático simplificado que define a dinâmica do veículo. Para este estudo apenas foi considerando as equações relativas a β e ψ . O estudo realizado permitiu concluir:

- O comportamento dinâmico de um veículo é caracterizado como um sistema de 2ª ordem;
- Definição de limites da estabilidade do modelo matemático;
- Determinação de efeitos dinâmicos dos diferentes comportamentos do veículo (US, NS, OS);

Por sua vez, na segunda parte deste capítulo foi analisada a sensibilidade paramétrica do veículo. Para o modelo estudado concluiu-se que os parâmetros que mais influenciam a variação face ao comportamento normal do veículo são os parâmetros I_r e C_f .

Capítulo 5

Projeto de Controlo e Implementação

O presente capítulo descreve o projeto de controlo implementado bem como os conceitos a ele associados. Na primeira parte deste capítulo efetua-se uma introdução aos conceitos utilizados no desenvolvimento do sistema de controlo proposto. Na segunda parte, são definidas as características essenciais para o veículo estudado, tais como o sistema de propulsão e restrições associadas. Finalmente, numa terceira parte é descrita a arquitetura de controlo tolerante a falhas proposta.

5.1 Introdução

A introdução de quatro motores num veículo elétrico permitiu o aparecimento de novas técnicas de controlo. Uma das estratégias mais importantes e inovadoras é a diferenciação do binário aplicado a cada motor do veículo [58]. Estas novas metodologias são orientadas de forma a obter um melhoramento das condições de condução, conforto e segurança apesar do aumento da complexidade.

Goodarzi [59] propôs em 2007 uma estrutura genérica que descreve um sistema de controlo para um veículo elétrico multi-motor. A estrutura representada na Figura 5.1, possui três níveis de controlo: controlo de movimento, controlo de tração e controlo de motor.

Na camada superior, ou seja, ao nível de controlo de movimento, é possível a sua divisão em dois tipos de controladores, um para o movimento lateral e outro para o movimento longitudinal, sendo que o primeiro tem como objetivo o melhoramento da capacidade de manobra e segurança do veículo. As variáveis normalmente controladas são o *yaw rate* ($\dot{\psi}$), a velocidade lateral (V_y) e o ângulo de *side-slip* (β), onde o objetivo final é o controlo adequado do momento externo gerado pelas diferenças das forças longitudinais (M_z).

O controlo de tração é a aplicação da referência de binário nas rodas na esperança de gerar as forças longitudinais necessárias em cada roda. Por sua vez, o controlo do motor é a camada de baixo nível e tem como objetivo impor o binário eletromagnético em cada motor.

O presente trabalho apenas considerará o desenvolvimento de um controlador de movimento. As referências das forças longitudinais para o controlo de tração serão obtidas em termos de referências de binários (ver secção 5.4).

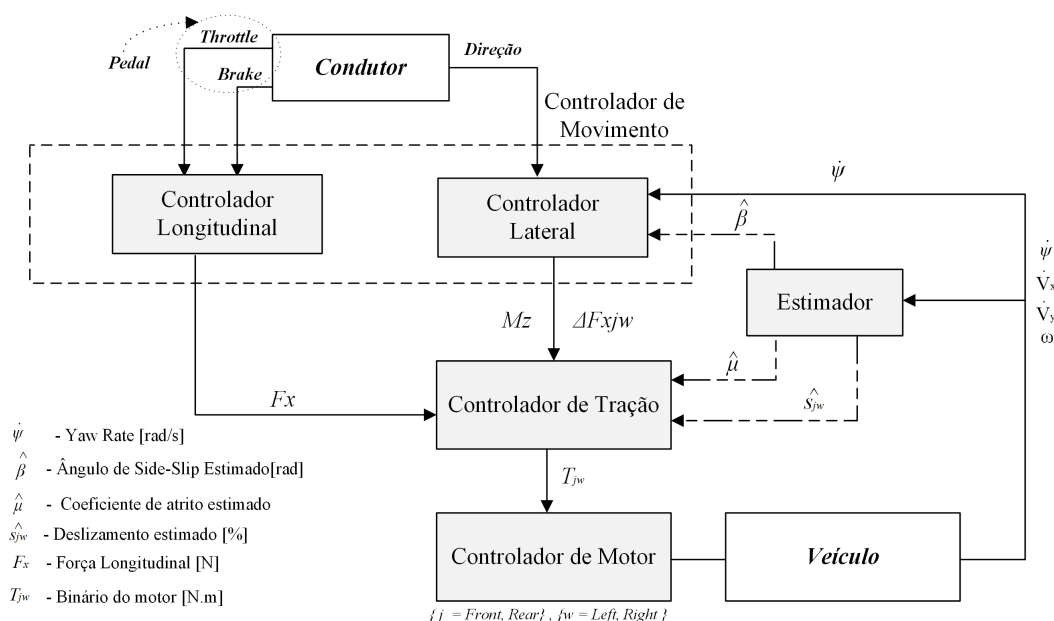


Figura 5.1: Estrutura genérica de um controlador para um veículo elétrico multi-motor (adaptado [50])

A redundância na atuação é normalmente desejada no desenvolvimento dos atuais sistemas de engenharia com necessidades ao nível de segurança e robustez. Um veículo elétrico com atuação nas quatro rodas pode ser considerado como um sistema sobreatuado [46]. Ou seja o número de atuadores é maior do que o número de saídas controladas. Estes tipos de sistemas possuem uma certa flexibilidade e robustez de controlo [60, 61]. Mas um elevado número de atuadores num veículo aumenta a probabilidade da ocorrência de uma falha [3] e consequentemente resultar numa deterioração do desempenho ou mesmo levar à instabilidade do veículo. Assim, torna-se necessário a utilização de um controlador tolerante a falhas de modo a manter a estabilidade do sistema perante a ocorrência de uma falha num dos atuadores.

5.2 Conceitos de Controlo por Modo de Deslizamento

Nesta secção serão introduzidos alguns dos conceitos básicos de controlo por modo de deslizamento (*SMC - Sliding Mode Control*). Saliente-se que na literatura dedicada às técnicas de controlo por modo de deslizamento encontram-se vários métodos de síntese do controlo por modo de deslizamento. Não é intenção do autor efetuar uma discussão muito profunda sobre os vários métodos de síntese. Todavia, é justificável em seu entender que os principais conceitos sejam revisitados no sentido de evidenciar a sua aplicabilidade no desenvolvimento do *CTF* proposto. Excelentes revisões dos conceitos do controlo por modo de deslizamento podem ser encontradas em [62, 63, 64]

O conceito de *SMC* foi inicialmente proposto na antiga USSR na década 50 tendo sido apenas expandido para o ocidente na década de 70 [23]. A principal ideia neste tipo de controladores, é

definir as ações uma ação de controlo capaz atrair as trajetórias dos estados para uma determinada superfície, designada por superfície de deslizamento, e quando alcançada, os estados são forçados a manter-se nessa superfície pela ação da lei de controlo. Assim, o método de projeto de controlo é único quando comparado com outros métodos de controlo, uma vez que o desempenho do controlador depende em determinadas circunstâncias apenas da superfície de deslizamento definida. Para veículos elétricos tem-se assistido a um aumento na utilização deste tipo de metodologia de controlo, especialmente na áreas do controlo da dinâmica dos veículos [65]. O SMC tem sido aplicado na vertente de estabilização dinâmica [8, 66], nos sistemas *Anti-lock Braking* (ABS) [67, 68] e também para o controlo ativo do ângulo de direção [65].

Considere-se o sistema dinâmico [62] definido pela Eq. (5.1).

$$\dot{x}^{(n)} = f(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x}) \cdot u \quad (5.1)$$

onde x é a variável a controlar (por exemplo o valor do *yaw rate*, ou velocidade longitudinal/lateral do veículo), u é a entrada de controlo (como por exemplo os binários a aplicar em cada motor) e \mathbf{x} é o vetor de estado dado por $\mathbf{x} = [x \quad \dot{x} \quad \dots \quad x^{(n-1)}]^T$. Na Eq. (5.1), o parâmetro $f(\mathbf{x})$ é geralmente não linear e desconhecido mas limitado por uma função contínua conhecida, o mesmo acontece para o parâmetro $b(\mathbf{x})$. Assim o problema de controlo é levar o estado \mathbf{x} a seguir determinado estado desejado $\mathbf{x}_d = [x_d \quad \dot{x}_d \quad \dots \quad x_d^{(n-1)}]$ na presença de incertezas de modelo em $f(\mathbf{x})$ e $b(\mathbf{x})$ [62].

Admita-se para simplificar a explicação que o valor inicial do estado desejado $\mathbf{x}_d(0)$ satisfaz a seguinte condição:

$$\mathbf{x}_d(0) = \mathbf{x}(0) \quad (5.2)$$

Esta condição, impõe que a trajetória desejada começa com a mesma velocidade e posição do processo. Caso não seja garantida esta condição, existirá um transitório de tempo finito dependendo da lei de controlo considerada.

Seja o erro do tipo servo (*tracking*) dado por $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_d$ e o correspondente vetor de erro obtido por:

$$\mathbf{e} = [e \quad \dot{e} \quad \dots \quad e^{(n-1)}] \quad (5.3)$$

Definindo um superfície de controlo variante no tempo $S(t)$, no espaço de estados $\mathbb{R}^{(n)}$ como:

$$s(t, \mathbf{x}) = \left(\frac{d}{dt} + \kappa \right)^{n-1} \cdot e \quad (5.4)$$

onde κ é uma constante positiva. Dada a condição Eq. (5.2) o problema de obter $x \equiv x_d$ é o mesmo que manter o estado dentro da superfície $S(t)$ para $t > 0$. Caso $s \equiv 0$, então a Eq. (5.4) representa uma equação diferencial cuja única solução é $e \equiv 0$, tendo em conta a condição dada

em Eq. (5.2). Assim, o problema de controlo do tipo servo do vetor de estado desejado de n -dimensões \mathbf{x}_d pode ser simplificado em manter a quantidade escalar s com o valor nulo. Mais precisamente, corresponde a um problema de estabilização de primeira ordem em relação a s . Em consequência, os limites de s podem ser considerados semelhantes aos limites do vetor de erro do tipo servo \mathbf{e} . Assim é possível considerar s como sendo uma representação da medida exata do desempenho do controlador [65]. Assumindo que $\mathbf{e}(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$, é possível representar as anteriores condições pela seguinte relação:

$$\forall t \geq 0, |s(t)| \leq \Phi \Rightarrow \forall t \geq 0, |e^i(t)| \leq (2 \cdot \kappa)^i \cdot \varepsilon \quad (i = 0, \dots, n-1) \quad (5.5)$$

Onde $\varepsilon = \Phi / \kappa^{n-1}$, sendo Φ e ε respetivamente a largura e espessura da camada de fronteira à volta da superfície $s = 0$, tal como demonstrado na Figura 5.2. O problema de manter o escalar s a zero pode ser assim conseguido escolhendo uma lei de controlo u da Eq. (5.1) de tal forma que seja respeitada a seguinte condição [65]:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{d}{dt} \cdot s^2 \leq -\eta \cdot |s| \quad (5.6)$$

Onde η é uma constante positiva. A Eq. (5.6) descreve que o quadrado da distância à superfície, medida pela componente s^2 , decresce ao longo das trajetórias do estados do sistema levando assim que estas converjam para a superfície de deslizamento $S(t)$, como representado na Figura 5.3. Assim quando é satisfeita a condição da Eq. (5.6) é possível afirmar que as trajetórias do vetor estado são mantidas dentro da superfície de deslizamento.

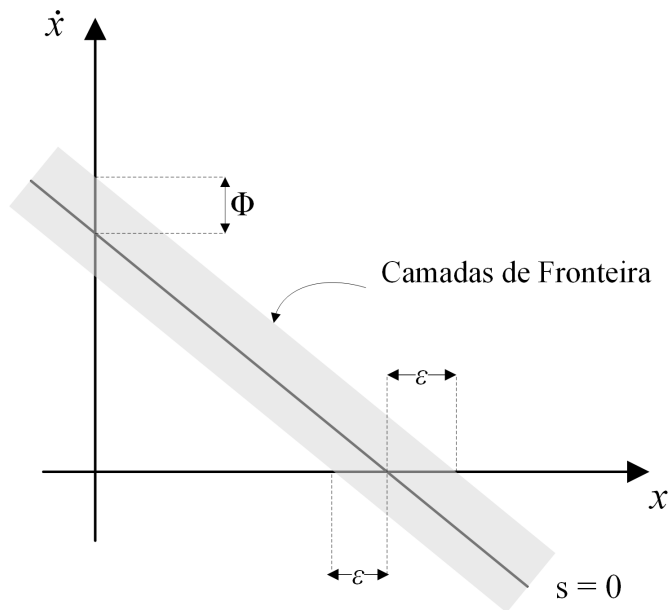
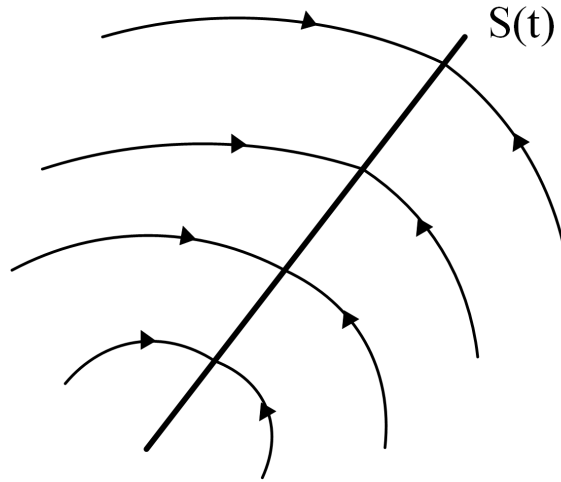


Figura 5.2: Zonas de vizinhança para superfície de deslizamento

Figura 5.3: Condição de deslizamento (*sliding*)

Como referenciado anteriormente, uma vez na superfície de deslizamento $S(t)$, as trajetórias do sistema são definidas pela própria equação da superfície, nomeadamente:

$$\left(\frac{d}{dt} + \kappa \right)^{n-1} \cdot e = 0 \quad (5.7)$$

Assim, conjugando as anteriores descrições, tem-se que a superfície de deslizamento $S(t)$ é simultaneamente um lugar e uma resposta dinâmica do sistema em malha fechada.

De uma forma geral é possível considerar o projeto de controlo por modo de deslizamento em duas etapas:

1. Seleção de uma superfície de deslizamento adequada para garantir o desempenho desejado;
2. Construção de uma lei de controlo que garanta que a condição de deslizamento

Por fim a lei de controlo imposta pode ser dividida em dois termos tal como representado pela seguinte equação:

$$u(t) = u_e(t) + u_r(t) \quad (5.8)$$

em que $u_e(t)$ é o controlo equivalente que pode ser obtido através do modelo do processo para garantir que $s = 0$, e o termo $u_r(t)$ que é adicionado para lidar com as incertezas do modelo.

5.3 Características de Veículo

Na secção 3.4 foram indicados alguns dos parâmetros estruturais do veículo. No entanto, para o correto desenvolvimento de um sistema de controlo é necessária uma descrição mais completa do veículo. O sistema de propulsão e a definição dos motores utilizados devem ser considerados. As seguintes subsecções abordam os dois temas anteriormente referidos.

5.3.1 Sistema de Propulsão

O sistema de propulsão utilizado considera que o veículo possui quatro motores dispostos nas quatro rodas tal como representado na Figura 5.4. Relembrando o modelo matemático estabelecido (ver secção 3), considera-se apenas que as rodas dianteiras tem capacidade direcional.

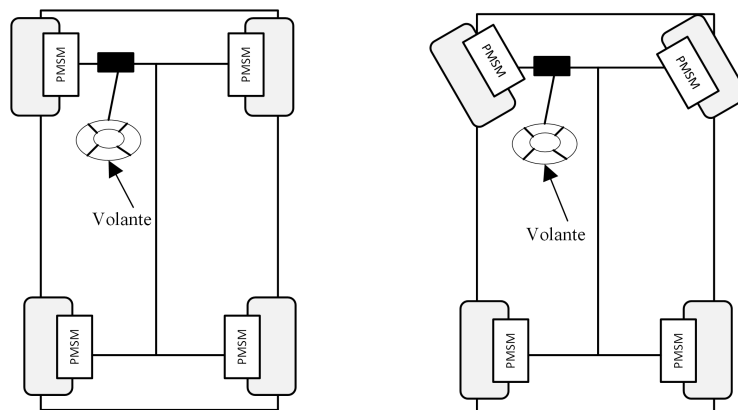


Figura 5.4: Sistema de propulsão do veículo

As características do motor considerado encontram-se na Tabela 5.1. Estas características foram recolhidas tendo em conta a referência [69].

Tabela 5.1: Característica de motor

Característica	Valor
Tipo	PMSM
Potência Máx.	10.7 kW
Binário Máx.	340 Nm
Massa Motor	7 kg

5.3.2 Restrições ao Nível dos Motores

5.3.2.1 Curva Característica de Binário Velocidade

Qualquer motor possui limitações em termos de binário fornecido de acordo com a sua potência nominal. Assim, torna-se necessário a inclusão da zona de potência constante nos modelos de simulação que visam o desenvolvimento do sistema de controlo de estabilidade de um veículo. A caracterização destes limites pode ser realizada através da análise da curva da característica do binário do motor. A curva característica binário/velocidade para o motor considerado na Tabela 5.1 encontra-se representada na Figura 5.5. De destacar duas regiões, a região de funcionamento a binário constante e uma segunda região de funcionamento a potência constante, também designada por região de enfraquecimento de campo. Genericamente, é possível descrever a curva característica pela relação matemática representada na Eq. 5.9.

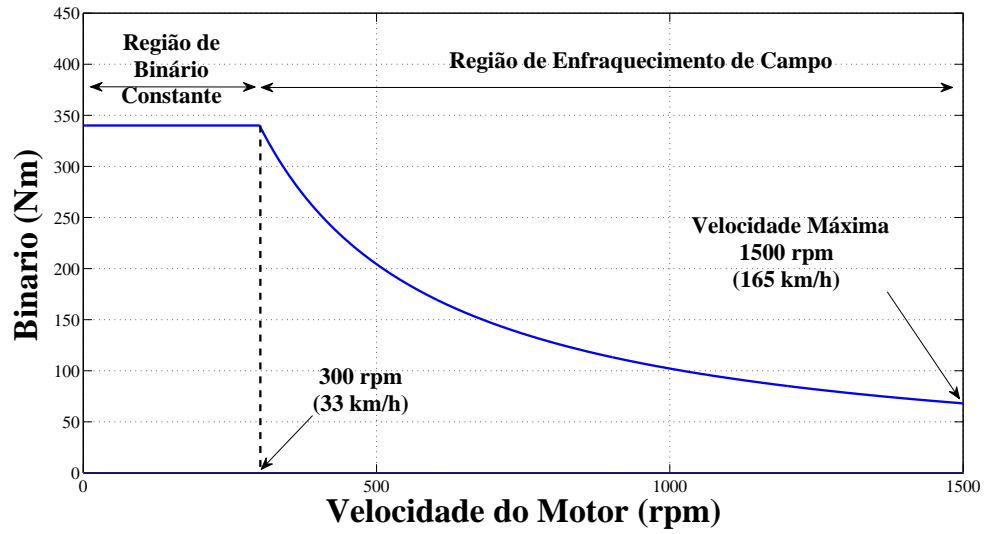


Figura 5.5: Curva característica de relação binário-velocidade de motor

$$T(\omega) = \begin{cases} T_n & \text{para } \omega \leq \omega_n \\ T_n \cdot \frac{\omega_n}{\omega} & \text{para } \omega > \omega_n \end{cases} \quad (5.9)$$

Onde T_n é o binário máximo fornecido pelo motor que ocorre no ponto nominal de potência, ω a velocidade angular do motor e ω_n a velocidade nominal do motor.

A Figura 5.6 demonstra o diagrama de blocos em *Simulink* implementado para a aplicação da restrição da curva característica binário-velocidade.

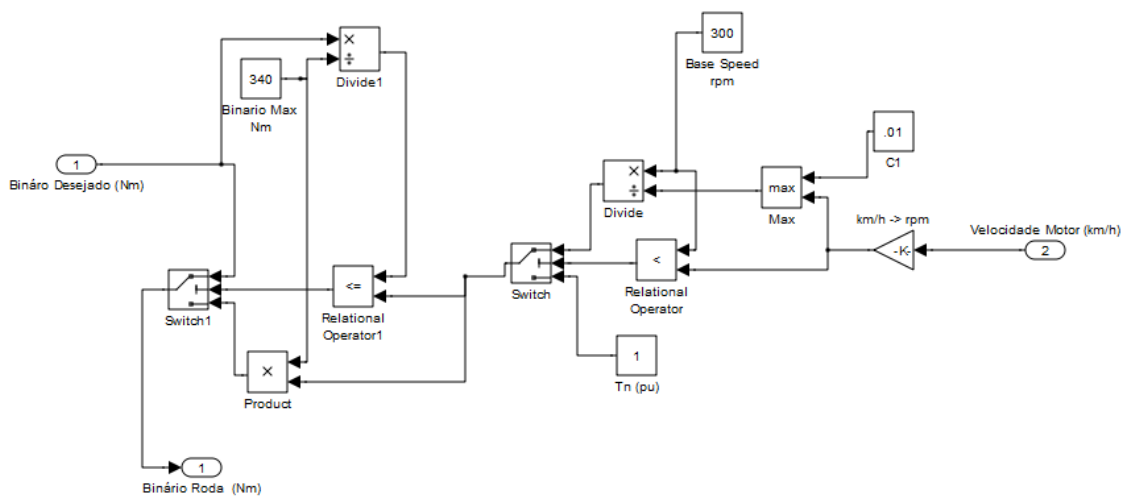


Figura 5.6: Implementação em Simulink para restrição de curva de binário/velocidade

5.3.2.2 Restrição para Momento Externo Disponível

Considerando que M_z se pode relacionar com as forças longitudinais segundo a Eq. (3.4), e que as forças segundo os eixos x e y do veículo podem ser obtidas por:

$$\begin{bmatrix} F_{X_{jw}} \\ F_{Y_{jw}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_L \\ F_s \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Então é possível afirmar que:

$$F_{X_{jw}}^2 + F_{Y_{jw}}^2 = \left\| \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \right\|^2 = F_{jw}^2 \quad (5.11)$$

Com,

$$F_{jw} \leq \mu_{max} \cdot F_{Z_{jw}} \quad (5.12)$$

Sem considerar a aceleração longitudinal (\dot{v}_x) e lateral (\dot{v}_y) e tendo em conta a distribuição das massas de um veículo (*sprung mass* m_s e *unsprung mass* m_u) sabe-se, segundo Nielsen [48] que as forças verticais de cada pneu podem ser obtidas pelas seguintes relações:

$$F_Z = \begin{cases} F_{ZFL} = m_u \cdot g + \frac{m_s \cdot g \cdot l_r}{2 \cdot (l_f + l_r)} \\ F_{ZFR} = m_u \cdot g + \frac{m_s \cdot g \cdot l_r}{2 \cdot (l_f + l_r)} \\ F_{ZRL} = m_u \cdot g + \frac{m_s \cdot g \cdot l_f}{2 \cdot (l_f + l_r)} \\ F_{ZRR} = m_u \cdot g + \frac{m_s \cdot g \cdot l_f}{2 \cdot (l_f + l_r)} \end{cases} \quad (5.13)$$

Tendo em conta apenas o movimento longitudinal, sabe-se que:

$$F_{jw} \approx \frac{T_{jw}}{r_{eff}} \quad (5.14)$$

Então:

$$T_{jw} = r_{eff} \cdot F_{jw} = \mu_{max} \cdot F_{Z_{jw}} \cdot r_{eff} \quad (5.15)$$

Combinando com a restrição da curva de binário-velocidade dada na subsecção anterior, é possível afirmar que o binário máximo que o motor pode fornecer é dado pela seguinte relação:

$$|T_{jw}| = \min(T(\omega), \mu_{max} \cdot F_{Z_{jw}} \cdot r_{eff}) \quad (5.16)$$

Assim o valor máximo disponível para M_z será obtido pela seguinte relação:

$$\begin{aligned}
M_{z_{max}} = \frac{l_s}{2 \cdot r_{eff}} \cdot [& \min(T(\omega), \mu_{max} \cdot F_{ZFL} \cdot r_{eff}) \\
& + \min(T(\omega), \mu_{max} \cdot F_{ZFR} \cdot r_{eff}) \\
& + \min(T(\omega), \mu_{max} \cdot F_{ZRL} \cdot r_{eff}) \\
& + \min(T(\omega), \mu_{max} \cdot F_{ZRR} \cdot r_{eff})]
\end{aligned} \tag{5.17}$$

A Figura 5.7 representa os valores disponíveis de M_z para diferentes coeficientes de atrito e diferentes velocidades do veículo, tendo em conta as características de binário máximo disponível. Note-se que é possível descrever a velocidade dos motores com a velocidade do veículo através de um ganho. Observa-se que para valores mais altos de μ o M_z disponível é apenas restringido pela curva de binário-velocidade, enquanto que para valores mais baixos de μ o M_z disponível é restringido pela relação das forças verticais apresentada na Eq. (5.15).

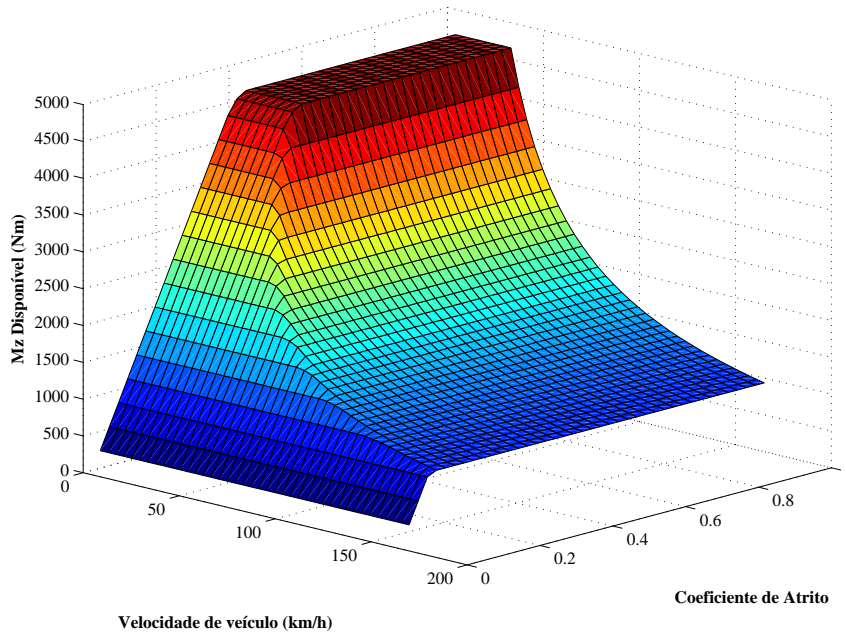


Figura 5.7: Análise de M_z disponível para diferentes casos de velocidade e coeficiente de atrito

Da relação do ganho em regime permanente de ψ para uma entrada M_z dada na Figura 4.5 observa-se que para velocidades mais elevadas o ψ aumenta, conjugando com Eq. (4.20) seria possível afirmar que o M_z também aumentaria e que de facto poderia ser ilimitado em casos em que o veículo possuísse características OS. Na realidade não é possível obter um M_z ilimitado, uma vez que se torna necessário considerar certas restrições quer ao nível das limitações de geração de binário nos motores, quer ao nível do atrito entre o pneu e o piso.

As limitações representadas na Figura 4.5 demonstram a necessidade de o controlador a desenvolver ter em conta estas limitações adicionais de forma a ser projetado convenientemente, isto é, considerando as restrições físicas existentes na prática.

5.4 Objetivos de Controlo

Antes de definir a topologia de qualquer sistema de controlo é importante clarificar os respetivos objetivos e consequentemente identificar as tarefas necessárias para as diferentes partes do sistema.

Recordando os objetivos iniciais formulados na presente dissertação e tendo em conta o sistema de propulsão definido na secção 5.3.1 tem-se como principal objetivo para o sistema de controlo a propor, o controlo do movimento lateral e longitudinal do veículo capaz de estabilizar o comportamento dinâmico do mesmo perante o aparecimento de falhas num dos motores. Admite-se assim, que é possível desacoplar estes dois tipos de controlo e realizar a sua regulação de forma separada. De forma a simplificar o processo estabelece-se para a presente dissertação que apenas se irá considerar a existência de uma única falha num dos motores i.e. não é possível o aparecimento de duas ou mais falhas em simultâneo.

Assumindo-se também que a força longitudinal do pneu opera sempre na zona linear independentemente das condições de aderência. Nessas circunstâncias é válido assumir que a relação entre a força longitudinal e o binário é linear. Logo, é possível aplicar a seguinte simplificação:

$$F_X \approx \frac{T_{jw}}{r_{eff}} \quad (5.18)$$

em que r_{eff} é o raio efetivo da roda e T_{jw} o binário respetivo de cada motor. Deve notar-se que estas simplificações são inválidas para casos em que o deslizamento do pneu seja excessivo, como por exemplo para acelerações elevadas, ou para casos em que o piso seja escorregadio (perda de tração) [50]. Estas hipóteses simplificativas, constituem um ponto de partida para o projeto do controlador. Com efeito, mesmo assim o desenho de um controlador tolerante a falhas é desafiante, dado as não linearidades do modelo e a possibilidade de sobreatuação nos propulsores sem falha. Em síntese, pretende-se controlar diretamente as referências de atuação de binário de cada motor, tendo em conta o aparecimento de falhas num dos motores, mas mantendo a estabilidade e desempenho do veículo.

5.4.1 Reformulação do Modelo Matemático

De forma a simplificar o conceito de movimento lateral e longitudinal entende-se adequado a reformulação da dinâmica de β para a velocidade lateral do veículo (V_y), note-se que não se deve confundir esta variável com a velocidade lateral inercial do veículo no *CdG* [51]. Tendo em conta a Figura 3.1 é possível descrever β com a seguinte relação:

$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{V_y}{V_x} \right) \quad (5.19)$$

Considera-se ainda que β assume valores muito baixos, então é possível afirmar que $V_{CdG} \approx V_x$.

Assim, conjugando com a simplificação expressa na Eq. (5.18) com a Eq. (5.19) obtêm-se o seguinte modelo matemático:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_x \\ \dot{V}_y \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} + B \cdot \begin{bmatrix} T_{FL} \\ T_{FR} \\ T_{RL} \\ T_{RR} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Com,

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-F_{windX} - F_R)/m \\ a_1(V_x) \cdot \beta + a_2(V_x) \cdot \psi + b_1 \cdot \delta \\ a_3(V_x) \cdot \beta + a_4(V_x) \cdot \psi + b_2 \cdot \delta \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{m \cdot r_{eff}} & \frac{1}{m \cdot r_{eff}} & \frac{1}{m \cdot r_{eff}} & \frac{1}{m \cdot r_{eff}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} & \frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} & -\frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} & -\frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} \end{bmatrix}$$

em que,

$$a_1(V_x) = -\frac{2 \cdot (C_f + C_r)}{m \cdot V_x} \quad a_2(V_x) = \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{m \cdot V_x} - V_x \quad b_1 = \frac{2 \cdot C_f}{m}$$

$$a_3(V_x) = \frac{2 \cdot (C_r \cdot l_r - C_f \cdot l_f)}{I_z \cdot V_x} \quad a_4(V_x) = -\frac{2 \cdot (C_f \cdot l_f^2 + C_r \cdot l_r^2)}{I_z \cdot V_x} \quad b_2 = \frac{2 \cdot C_f \cdot l_f}{I_z}$$

5.5 Modelação das Falhas

5.5.1 Modelo com Presença de Falhas

Nesta subsecção é formulado o modelo do veículo tendo em conta a presença de falhas. A Figura 5.8 representa a possibilidade de locais de falha nos propulsores para o veículo considerado. As falhas irão ser modeladas com uma abordagem multiplicativa. Tendo em conta a reformulação do modelo presente na Eq. (5.20) é possível descrever o comportamento do veículo com o aparecimento de falhas nos binários dos motores pela relação apresentada na Eq. (5.21).

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot (1 - K) \cdot u \quad (5.21)$$

Com,

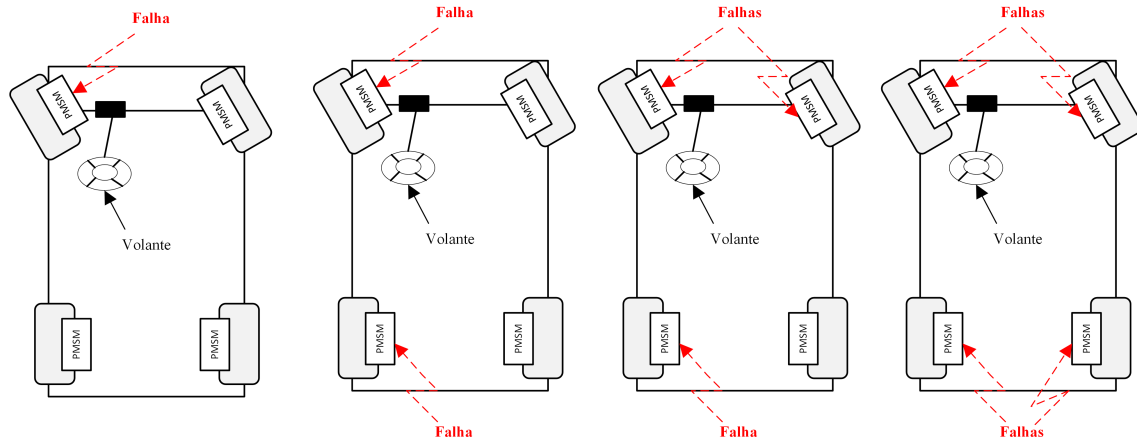


Figura 5.8: Esquema representativo das falhas nos motores consideradas para o veículo

$$x = \begin{bmatrix} V_x & V_y & \psi & \delta \end{bmatrix}^T \quad u = \begin{bmatrix} T_{FL} & T_{FR} & T_{RL} & T_{RR} \end{bmatrix}^T$$

em que $K = \text{diag}(k_{FL}, k_{FR}, k_{RL}, k_{RR})$, e os escalares k_{jw} satisfazem a relação $0 \leq k_{jw} < 1$. Ou seja, quando $k_{jw} = 0$ o atuador encontra-se a funcionar corretamente, caso $k_{jw} > 0$ então assume-se que uma perda parcial do binário do motor. Finalmente, caso $k_{jw} = 1$ então o atuador em causa falhou completamente (binário do motor é nulo). Para o presente trabalho não se irá considerar esta última situação, uma vez esta poderá provocar uma singularidade no sistema.

5.5.2 Modos de Falhas

Os modos de falha (M_f) possíveis para o veículo podem ser classificados em quatro tipos de acordo com número de falhas no sistema, ou seja, apenas um motor tem uma falha, dois motores tem uma falha e o mesmo acontece para os restantes dois casos. Estes quatro tipos podem ser divididos em 15 modos tal como representado na Tabela 5.2, onde 1 representa a ocorrência de falha e 0 representa o motor livre de falhas.

Sem considerar qualquer tipo de restrição sobre o número de falhas no sistema é possível identificar na Tabela 5.2 a existência de modos em que a implementação de um CTF poderá não conseguir manter o desempenho adequado de um veículo. Ou seja, considerando os casos em que existe duas falhas num mesmo lado, três ou mais falhas verifica-se a impossibilidade de uma atuação eficaz sobre o controlo dos quatro atuadores. Nestes casos o veículo deve parar imediatamente. Os modos 6, 9, 10, 11, 12, 13, 14 e 15 representam os modos em que a atuação sobre os binários dos motores é ineficaz. Para os casos em que existe duas falhas no veículo e essas ocorreram em diferentes, considera-se que ainda é possível controlar o veículo de forma eficaz. Este último caso não será considerado para o presente trabalho, apenas será considerado em trabalho futuro. Assim, para o presente trabalho apenas se considera que existe uma única

Tabela 5.2: Modos de falhas para os quatro motores

<i>Motor</i> Modo	<i>MotorFL</i>	<i>MotorFR</i>	<i>MotorRL</i>	<i>MotorRR</i>	Nº Falhas
1	0	0	0	1	1F
2	0	0	1	0	
3	0	1	0	0	
4	1	0	0	0	
5	0	0	1	1	2F
6	0	1	0	1	
7	1	0	0	1	
8	0	1	1	0	
9	1	0	1	0	
10	1	1	0	0	
11	0	1	1	1	3F
12	1	0	1	1	
13	1	1	0	1	
14	1	1	1	0	
15	1	1	1	1	4F

falha em cada instante de tempo, não havendo duas ou mais falhas em simultâneo. Os modos que representam esta situação são os modos 1, 2, 3, 4.

5.6 Arquitetura do Controlador

A arquitetura de controlo proposta encontra-se representada na Figura 5.9. Esta arquitetura é baseada numa topologia de controlo proposta pelo o autor, desenvolvida no âmbito da presente dissertação e referenciada em [70]. Da arquitetura proposta é possível constatar que existem quatro blocos principais: um bloco que tem como objetivo a geração das referências necessárias, um bloco que engloba o controlo tolerante a falhas do sistema, um bloco de geração de falhas e finalmente um bloco que representa o modelo dinâmico do veículo, tendo sido este último detalhado nos capítulos 3 e 4. Note-se que na Figura 5.9 foi utilizada a simbologia para a velocidade do veículo de V_x , isto deve-se ao facto de ter sido considerado que $\cos(\beta) \approx 1$ e como tal a velocidade do veículo pode ser aproximada pela sua velocidade longitudinal. Uma descrição mais detalhada da arquitetura de controlo proposta será realizada nas subsecções seguintes.

Para o presente trabalho admite-se que o condutor apenas fornece a direção do veículo para uma determinada manobra, sendo a velocidade longitudinal do veículo imposta no bloco de geração de sinais de referência. É considerado ainda a possibilidade de desacoplamento do movimento lateral e longitudinal, razão pela qual é desenvolvido dois tipos de controladores.

5.6.1 Bloco de Geração de Sinais de Referência

A arquitetura de controlo proposta necessita de duas referências: uma referência para a velocidade longitudinal ($V_{x_{ref}}$) e uma referência para o yaw rate ($\dot{\psi}_{ref}$). Como referido anteriormente,

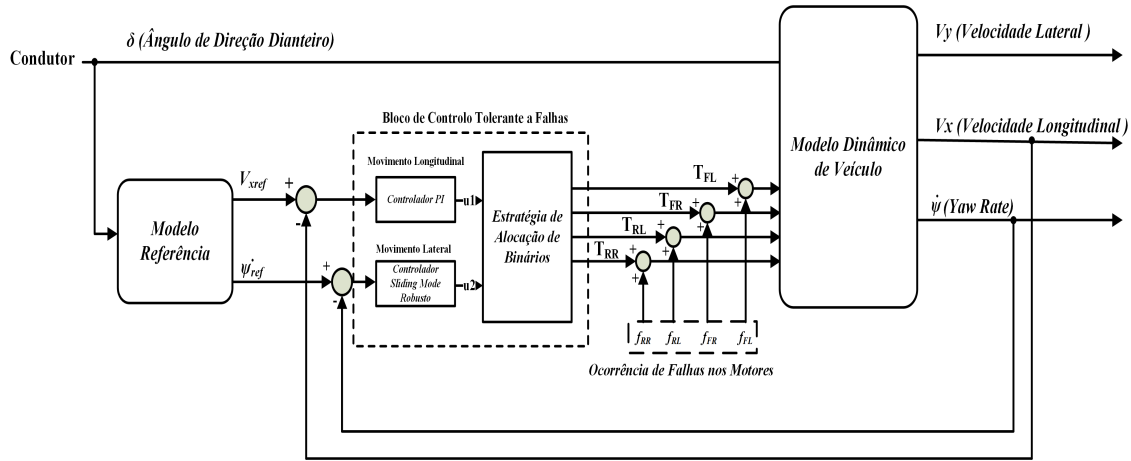


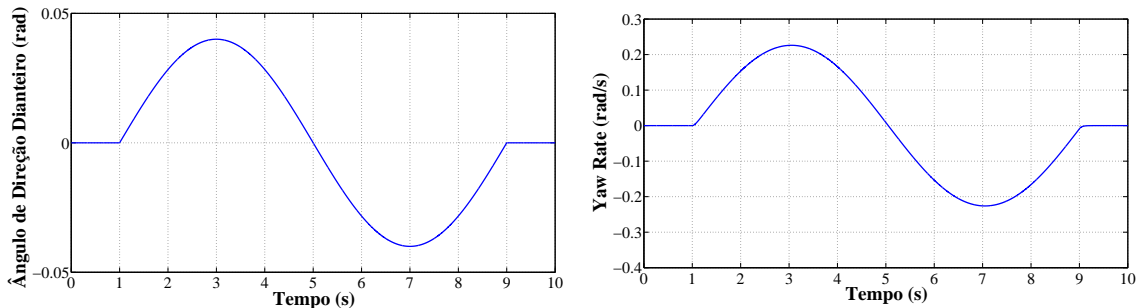
Figura 5.9: Esquema de controlo proposto [70]

a velocidade longitudinal do veículo é imposta, assim não é utilizado nenhum processo adicional para a geração de este tipo de referência, uma alternativa para a solução imposta será utilizar a técnica aplicado por Wang [3] que utiliza a informação do pedal para gerar uma referência de velocidade. Relativamente à geração de uma referência para $\dot{\psi}$ existem três grandes estratégias típicas para a sua obtenção: (i) método baseado em considerações físicas (ii) método baseado em medidas experimentais (iii) método utilizando a função transferência do modelo. Para o presente trabalho irá ser aplicado o primeiro método referido, uma vez que também se pretende analisar a dinâmica de $\dot{\psi}$ e não apenas o seu valor em regime permanente.

Tendo em conta as considerações físicas do sistema, $\dot{\psi}_{ref}$ pode ser obtido aplicando as seguintes relações [50, 8]:

$$\dot{\psi}_{ref} = \frac{k_{ref}(V_x)}{\tau_{ref} \cdot s + 1} \cdot \delta \quad k_{ref}(V_x) = \frac{1}{1 + SF \cdot V_x^2} \cdot \frac{V_x}{l} \quad (5.22)$$

Onde SF é o fator de estabilidade do veículo e obtido pela Eq. (4.8). A Figura 5.10 representa o ângulo de direção imposto e o respetivo sinal de referência.



(a) Ângulo de direção das rodas dianteiras de referência - Manobra Single-Lane Change a 60 km/h (b) Yaw Rate gerado com a referência de ângulo de direção

Figura 5.10: Exemplo de geração de sinais de referência para Yaw Rate

Em situações de aderência reduzida o valor de ψ nominal deve ser limitado consoante o coeficiente de atrito da estrada, assim a aceleração lateral deverá ser restringida pela relação apresentada na Eq. (5.23):

$$\dot{V}_{yCdG} = \mu \cdot g \quad (5.23)$$

E por sua vez o valor da referência de ψ será relacionado com o limite de [51]:

$$|\psi_{ref}| = 0.85 \cdot \frac{\mu \cdot g}{V_s} \quad (5.24)$$

5.6.2 Bloco de Geração de Falhas

Este bloco permite gerar o tipo de falhas que são injetadas nos atuadores de binário. Assume-se para o presente trabalho que todas as falhas injetadas no atuador são previamente definidas.

Como referido no capítulo 2 as falhas podem ser do tipo abruptas (degrau), incipiente (rampa) e intermitente (com interrupções). De forma a ilustrar estes três tipos, considere-se a seguinte saída genérica:

$$y(t) = [1 - f(t)] u(t) \quad (5.25)$$

onde $f(t)$ é a falha injetada e $u(t)$ o sinal de entrada. Para o tipo de falha abrupta é assumido que antes da ocorrência da falha a saída segue o sinal de entrada. No instante em que se registre a falha então o sinal de entrada é multiplicado por um fator $1 - k$. Assim, a falha abrupta pode ser modelada pela seguinte relação:

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t < t_f \\ k & t \geq t_f \end{cases} \quad (5.26)$$

Uma falha do tipo incipiente pode ser considerada como uma degradação lenta de um componente ou de um subsistema [71]. Um modelo capaz de definir este tipo de falha encontra-se representado na seguinte relação:

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t < t_f \\ k \cdot t & t \geq t_f \end{cases} \quad (5.27)$$

Para as falhas do tipo intermitente aconselha-se o uso de uma função aleatória em pulsos.

Para o presente trabalho será dado maior ênfase aos dois primeiros tipos de falhas descritos anteriormente ou seja, falhas abruptas e incipientes. A Figura 5.11 representa o processo de geração de falhas para os quatro motores em ambiente *Matlab/Simulink*®.

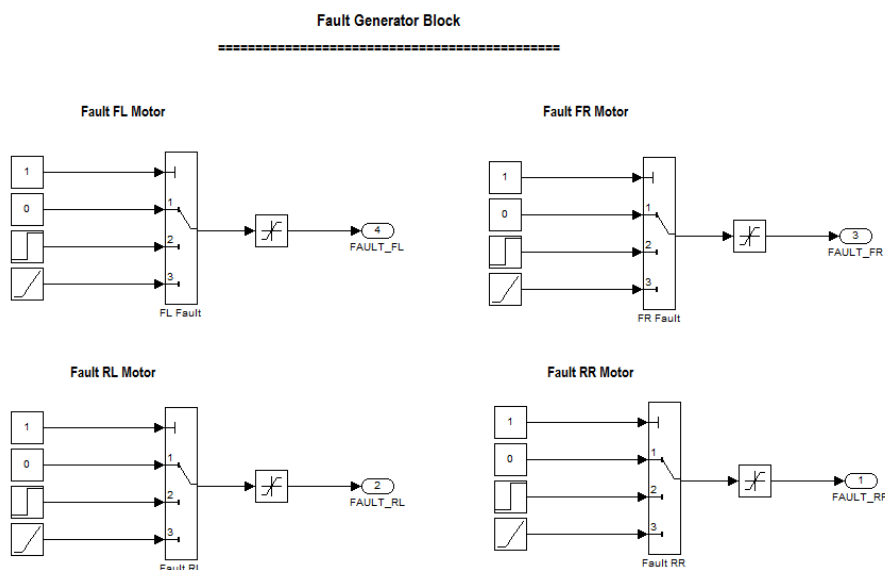


Figura 5.11: Plataforma de geração de falhas em ambiente *Simulink*®

5.6.3 Bloco de Controlo Tolerante a Falhas

Considerando a possibilidade de desacoplamento do movimento longitudinal e lateral, é possível projetar um bloco de controlo tendo em conta os dois tipos de movimento planar. Assim, para o desenvolvimento deste bloco foram considerados três subsistemas: um controlador para o movimento longitudinal, um controlador para o movimento lateral, e um bloco que define o método de alocação de binários nos respetivos motores, i.e. a distribuição dos valores de binários de referência para os quatro motores. Dentro dos subsistemas referenciados existe a aplicação das restrições descritas na subsecção 5.3.2.

Uma vez que se entende que o movimento longitudinal pode ser caracterizado por uma aproximação da soma das forças longitudinais produzidas nos quatro motores, é então considerado viável a implementação de um controlador linear de forma a controlar este tipo de movimento. O controlador linear implementado foi do tipo PI, sendo a sua sintonia inicial realizada pelo método de Ziegler–Nichols e posteriormente utilizado processos iterativos de desenvolvimento de projeto.

No caso do movimento lateral, verifica-se que a ocorrência de uma falha num dos motores tem um maior impacto sobre a estabilidade do veículo, especialmente em manobras do tipo curva. Assim, é considerado para este tipo de movimento, o desenvolvimento de um controlador tolerante a falhas utilizando técnicas de controlo baseados em controlo por modo de deslizamento.

Em seguida será descrito o projeto do controlador por modo de deslizamento tolerante a falhas implementado.

5.6.3.1 Projeto de CTF por Modo de Deslizamento

Considerando apenas a dinâmica de ψ tem-se a seguinte relação:

$$\ddot{\psi} = a_3(Vx) \cdot V_y + a_4(Vx) \cdot \dot{\psi} + b_2 \cdot \delta + B \cdot u \quad (5.28)$$

Tendo em conta a relação expressa na Eq. (5.21), onde se considera o aparecimento de falhas nos atuadores dos motores, é possível reescrever a dinâmica de $\dot{\psi}$ pela relação apresentada na Eq. (5.29).

$$\ddot{\psi}(t) = f(t, x) + B \cdot (1 - K) \cdot u(t) \quad (5.29)$$

Onde,

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} & \frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} & -\frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} & \frac{l_s}{2 \cdot I_z \cdot r_{eff}} \end{bmatrix}^T$$

$$K = \text{diag}(k_{FL}, k_{FR}, k_{RL}, k_{RR}) \quad 0 \leq k_{jw} < 1 \quad (5.30)$$

$$u = \begin{bmatrix} T_{FL} & T_{FR} & T_{RL} & T_{RR} \end{bmatrix}^T$$

Considerando as incertezas relacionadas com erros do modelo e de medição ($\xi(t, x)$), então obtêm-se a seguinte expressão:

$$\ddot{\psi}(t) = f(t, x) + B \cdot (1 - K) \cdot u(t) + \xi(t, x) \quad (5.31)$$

Admite-se que não é conhecida a função das incertezas não é conhecida mas é limitada pela seguinte relação [72, 73]:

$$\|\xi(t, x)\| < \xi_0 + \xi_1 \cdot \|x(t)\| \quad (5.32)$$

Onde ξ_0 e ξ_1 são constantes positivas que definem as incertezas consideradas.

Para o problema servo do *yaw rate* é definido como erro a diferença entre o ângulo *yaw* (ψ) atual e ângulo *yaw* de referência (ψ_{ref}).

$$e(t) = \psi(t) - \psi_{ref}(t)$$

$$\dot{e}(t) = \dot{\psi}(t) - \dot{\psi}_{ref}(t) \quad (5.33)$$

A superfície de deslizamento é escolhida como:

$$s = \dot{e}(t) + k \cdot e(t) \quad (5.34)$$

Onde k representa uma constante de tempo positiva que define a taxa de convergência. Note-se que quando s tende para zero, o *CTF* consegue seguir a referência de uma forma perfeita. Uma

abordagem consiste em obter uma solução de controle para $s = 0$, mas esta técnica, apesar de ser muito rigorosa é difícil de usar no projeto de controladores. A melhor alternativa é introduzir um controle equivalente, Slotine [62]. Este controle equivalente define o comportamento do sistema no modo de deslizamento. O controle equivalente é definido como considerando a seguinte relação:

$$\dot{s} = 0 \quad (5.35)$$

Então:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{e}(t) + k \cdot \dot{e}(t) \\ &= \ddot{\psi}(t) - \ddot{\psi}_{ref}(t) + k \cdot \dot{e} \\ &= f(t, x) + B \cdot (1 - K) \cdot u(t) + \xi(t, x) - \ddot{\psi}_{ref}(t) + k \cdot \dot{e}(t) \end{aligned} \quad (5.36)$$

Assumindo que existe uma função não negativa $\rho(t, x)$ que verifique $|\xi(t, x)| < \rho(t, x)$, então a lei de controle satisfaz a seguinte relação:

$$u_{eq} = G_{HK}^{\dagger} \cdot [\ddot{\psi}_{ref}(t) - f(t, x) - k \cdot \dot{e}(t) - (\rho(t, x) + \eta \cdot \text{sgn}(s))] \quad (5.37)$$

Onde η é uma constante positiva que define a velocidade de convergência do sistema, $\rho(t, x)$ define os ganhos adaptativos que variam tendo em conta a ocorrência de falhas e G_{HK}^{\dagger} representa a matriz pseudo-inversa de $B \cdot (I_4 - K)$.

De forma a minimizar os problemas relacionados com o *chattering*, é aplicado o termo $\text{sat}(s/\epsilon)$ em substituição da função $\text{sgn}(s)$, este termo encontra-se ilustrado na Figura 5.12. Este termo é relacionado por:

$$\text{sat}(s/\epsilon) = \begin{cases} s/\epsilon & \text{se } |s| \leq \epsilon \\ \text{sgn}(s/\epsilon) & \text{se } |s| > \epsilon \end{cases} \quad (5.38)$$

A estabilidade do sistema de controle proposto pode ser provada recorrendo às propriedades da função de *Lyapunov*. A Eq. (5.39) representa a função candidata escolhida.

$$V(t) = \frac{1}{2} \cdot s^2(t) \quad (5.39)$$

Diferenciando a anterior equação em ordem ao tempo obtêm-se:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s(t) \cdot \dot{s}(t) \\ &= s(t) \cdot (\ddot{e}(t) + k \cdot \dot{e}(t)) \end{aligned} \quad (5.40)$$

Conjugando com a Eq. (5.37) e tendo em conta a condição assumida para $\rho(t, x)$, então tem-se:

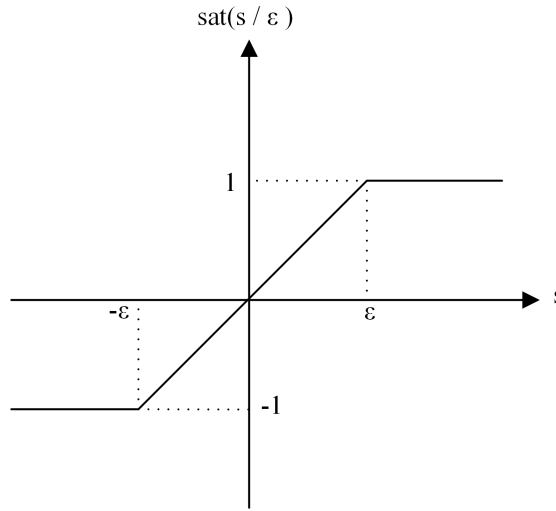


Figura 5.12: Esquemático representativo da função $\text{sat}(s/\varepsilon)$

$$\dot{V}(t) = -|s| \cdot \eta \quad (5.41)$$

Então como η é uma constante positiva $\dot{V}(t)$ será negativa e assim o valor do estado irá alcançar a superfície $s(t) = 0$.

A definição dos ganhos adaptativos $\rho(t, x)$ é realizada segundo uma adaptação dos ganhos adaptativos dados na referência [23]. Assim tem-se:

$$\rho(t, x) = \gamma(t) \cdot (\gamma_1 \cdot \|x\| + \gamma_2) \quad (5.42)$$

Com γ_1, γ_2 definidas como constantes positivas.

A variável $\gamma(t)$ é um ganho adaptativo que varia de acordo com a seguinte expressão:

$$\dot{\gamma} = \lambda_1 \cdot (\gamma_1 \cdot \|x(t)\| + \gamma_2) \cdot D_\kappa - \lambda_2 \cdot \gamma \quad (5.43)$$

Onde λ_1 e λ_2 são constantes positivas. A função D_κ é designada por função de zona morta e obtida por:

$$D_\kappa = \begin{cases} 0 & \text{se } |s| < \kappa \\ s & \text{outros} \end{cases} \quad (5.44)$$

onde κ é um escalar positivo. Este valor define a sensibilidade do ganho adaptativo. De forma geral, o valor escolhido para definir este parâmetro deve ser pequeno, mas não pode ser muito pequeno pois pode levar a uma ativação não desejada. Os parâmetro λ_1 define a rapidez de crescimento do ganho γ face ao aparecimento de uma falha. Por outro lado, o parâmetro λ_2 define a rapidez com que o ganho γ volta ao seu valor nominal.

5.6.3.2 Metodologias de Alocação de Binários

Vários métodos de distribuição/alocação de binários tem sido propostos nos últimos anos. No entanto, não existe uma padronização dos objetivos das estratégias propostas. Ou seja, as metodologias propostas até à data são orientadas de acordo com um determinado objetivo. Do ponto de vista da segurança, J. M. Wang e R. G. Longoria propõem uma estratégia de alocação baseada na minimização da fricção dos pneus [60]. Por outro lado, Y. Chen e J. Wang propõem uma metodologia baseada num ponto de vista energético [74]. Finalmente, para um ponto de vista do conforto/*handling* do veículo tem-se a estratégia proposta por Hori [75].

Na presente dissertação considera-se uma distribuição uniforme de binários como ponto de partida para no futuro explorar as redundâncias de atuação.

Assim, a metodologia de alocação de binários proposta considera que este bloco recebe em simultâneo, as duas entradas de controlo (u_1 , u_2), a informação do modo de falha (M_f), o instante em que ocorreu a falha (t_f) e o ângulo de direção das rodas dianteiras (δ). As últimas três variáveis identificam o tipo de manobra e o motor onde ocorreu a falha. De uma forma genérica é possível apresentar a estrutura do bloco de alocação de binário com o diagrama representado na Figura 5.13.

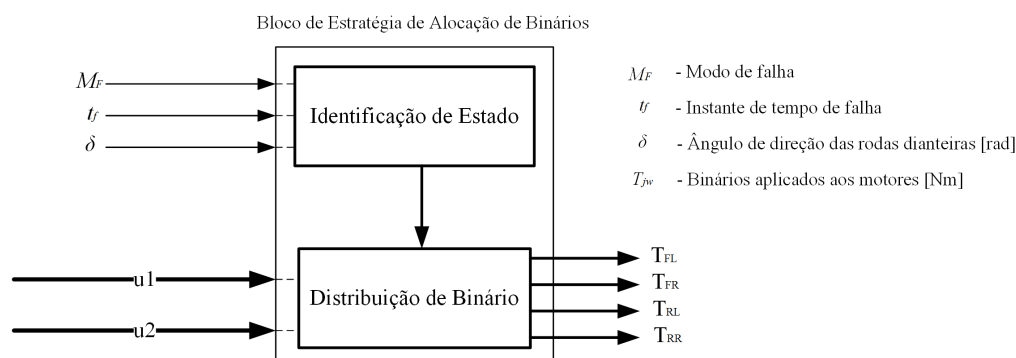


Figura 5.13: Diagrama de estruturas constituintes do bloco de alocação de binário

A subestrutura Identificação de Estado funciona de forma análoga a uma máquina de estados que em primeiro lugar identifica se ocorreu falha, caso tenha ocorrido uma falha então identifica o tipo de manobra que o veículo se encontra a executar. Consoante M_f é identificado o estado em que o veículo se encontra, e de seguida esta informação é transmitida para a subestrutura Distribuição de Binário. Nesta subestrutura, é distribuído o binário da forma a uniforme garantindo a estabilidade do veículo e um maior conforto ao condutor. Esta distribuição baseia-se essencialmente em impor o mesmo binário ao motor que está no lado oposto e no mesmo eixo do motor em falha. A redução do valor de binário deste motor será redistribuída pelos restantes motores saudáveis. De forma a exemplificar a metodologia aplicada será demonstrado para o caso em que um veículo se encontra num movimento de linha reta. Para este caso o motor traseiro direito sofre uma falha que provoca uma redução do valor de binário, tal como mostrado na Figura 5.14. Assim, para o motor do lado oposto e no mesmo eixo do motor em falha, será imposto uma redução do valor do binário e o valor desta redução forçada será redistribuído de forma igual para os restantes motores em funcionamento.

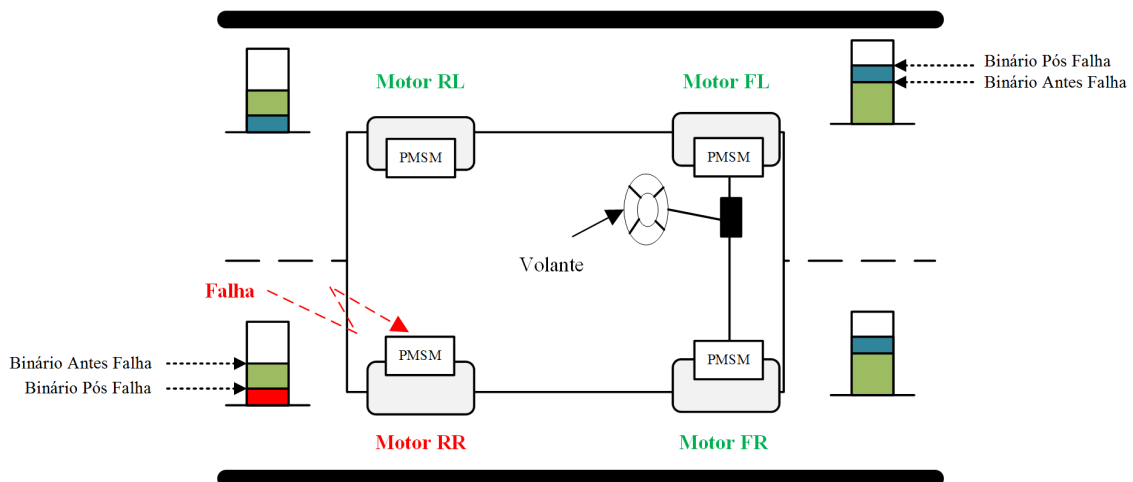


Figura 5.14: Exemplo representativo de metodologia de alocação de binários

Note-se que é necessário existir uma diferenciação de movimento em linha reta e movimento em linha curva, uma vez que num movimento em linha curva não é adequada a distribuição uniforme do valor da redução forçada do motor do lado oposto ao da falha. Assim, para estes casos é necessário ter em conta o tipo de manobra efetuada.

5.7 Conclusões

Com o presente capítulo pretendeu-se demonstrar as etapas essenciais no desenvolvimento do sistema de controlo proposto. Qualquer motor tem restrições ao nível do binário fornecido por via da sua potência mecânica. Estas restrições devem ser consideradas no desenvolvimento do sistema de controlo implementado. Um veículo elétrico com atuação nas quatro rodas pode ser considerado como um sistema sobreatuado, ou seja, o número de atuadores é maior que o número de saídas controladas. Nestes casos, é necessária a introdução de alguma redundância ao nível da atuação para manter a segurança e estabilidade. A arquitetura de controlo proposta admite a ocorrência de uma falha na atuação num dos motores e redistribui os valores necessários perante os restantes motores saudáveis de forma a manter o desempenho do veículo. Para tal, é admitido a possibilidade de desacoplamento dos movimentos longitudinais e laterais e desenvolvido dois controladores distintos para cada movimento. Para o movimento longitudinal é considerado que este pode ser caracterizado por uma aproximação das forças longitudinais produzidas nos quatro motores. Sendo assim, a utilização de um controlador linear é suficiente para manter a estabilidade neste movimento. Para o caso do movimento lateral, verifica-se que a ocorrência de uma falha tem um maior impacto sobre a estabilidade do veículo. Assim para este movimento foi aplicado um controlador não linear baseado em técnicas de controlo por modo de deslizamento.

A metodologia de distribuição de binários é parte integrante do bloco de controlo tolerante a falhas e permite uma distribuição tendo em conta o conforto do próprio condutor.

Capítulo 6

Resultados e Validação Computacional

O presente capítulo tem como objetivo apresentar os resultados obtidos através da implementação computacional do sistema de controlo proposto no capítulo 5. Foram efetuados dois tipos de validação. A primeira validação consiste na integração do projeto de controlo proposto com modelo matemático estabelecido no capítulo 3. O segundo tipo de validação consiste na co-simulação do sistema de controlo desenvolvido com o modelo CarSim. Foram realizadas diversas manobras de forma a fundamentar a viabilidade do controlador e validar o seu desempenho.

6.1 Simulações com Modelo Matemático Implementado

6.1.1 Lista de Ensaios

De modo a aferir o desempenho do controlador proposto na secção 5.6 foi efetuado um conjunto de ensaios em ambiente *Simulink*[®] com o modelo matemático implementado. Estes ensaios permitiram avaliar o desempenho do controlador e efetuar a respetiva sintonia inicial. Para tal foram realizadas duas manobras distintas: linha reta e *J-Turn*. A descrição completa dos ensaios encontra-se definida na Tabela 6.1. Para cada uma das manobras referenciadas será estudado o efeito do comportamento do veículo perante o aparecimento de uma falha aditiva. As características das falhas implementadas encontram-se descritas na Tabela 6.2. Para este caso, a introdução de uma falha tem como objetivo reduzir o valor desejado do atuador. Deve ainda salientar-se que as simulações efetuadas com o modelo proposto foram realizadas em condições praticamente ideais, em que os verdadeiros valores dos parâmetros são conhecidos e apenas existe incertezas na medição do ψ . Note-se também que não foi considerado o modelo da interface pneu-estrada, ou seja, nesta fase é desprezado o efeito do coeficiente de atrito da interface pneu/estrada.

Tabela 6.1: Resumo de ensaios efetuados para simulações com modelo proposto

#	Designação	Descrição	Velocidade (km/h)
1	Linha Reta	Ângulo de Direção das rodas nulo ($\delta = 0$)	90
2	<i>J-Turn</i>	Ângulo de direção das rodas semelhante a um degrau	60

Tabela 6.2: Falhas injetadas para ensaios com o modelo proposto

#	Motor Falha	Redução Ganho (%)	Instante de falha (s)
1	FL	90 ($k_{FL} = 0.9$)	5
2	RR	80 ($k_{RR} = 0.8$)	4

6.1.2 Sintonia do Controlador

Dois tipos de controladores foram aplicados, um controlador linear (PI) e um controlador não linear tolerante a falhas baseado em metodologias de controlo por modo de deslizamento. Para a sintonia inicial do controlador linear foi aplicado o método de *Ziegler-Nichols* sendo posteriormente ajustado através de métodos iterativos de projeto. Os parâmetros utilizados para definir este tipo de controlador foram o k_p e o k_i que representam respetivamente o ganho proporcional e integrativo. Os seus valores encontram-se representados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Parâmetros de controlador linear

k_p	k_i
2500	1000

A definição dos parâmetros do controlador não linear depende do desempenho em malha fechada do sistema e necessita de ter em conta alguns processos iterativos de projeto. Assim, para o projeto do controlador torna-se necessário definir os seguintes parâmetros: k , η , ε , γ_1 , γ_2 , λ_1 , λ_2 , κ . Os respetivos valores aplicados para o presente estudo encontram-se representados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Parâmetros para controlador não linear

k	η	ε	γ_1	γ_2	λ_1	λ_2	κ
10	15	10^{-1}	10	5	40	20	10^{-4}

Para os parâmetros da incerteza tem-se os seguintes valores: $\xi_0 = 10^{-4}$ e $\xi_1 = 2 \cdot 10^{-4}$.

6.1.3 Estudos de Simulação

Para as duas manobras em estudo serão apresentados três casos comparativos: manobra de referência, manobra com falha e sem controlador (MCFS), manobra com falha e com controlador (MCFC). Pretende-se assim, com estes três casos efetuar um estudo comparativo do efeito do controlador tolerante a falhas perante o aparecimento de uma falha num determinado motor. Para os testes de validação foi desenvolvida uma plataforma computacional que permite a realização de um conjunto de manobras pré-definidas. A plataforma computacional desenvolvida pode ser consultada nos Anexos C.

6.1.3.1 Linha Reta

Com este ensaio pretende-se analisar o comportamento do veículo que se desloca uma velocidade constante de 90 km/h. Para um determinado instante é dada uma redução do valor de atuação de binário num dos motores, ou seja, acontece uma falha num dos motores. Para este primeiro ensaio será estudada uma falha aditiva do tipo 1 da Tabela 6.2.

A Figura 6.1 representa uma comparação da trajetória global de referência do veículo com a trajetória dado o aparecimento de uma falha sem a aplicação do controlador proposto. De forma análoga, foi analisado o comportamento do *yaw angle* e do *yaw rate* para a falha considerando um sistema sem controlador, os resultados encontram-se na Figura 6.2a e 6.2b respetivamente para *yaw angle* e *yaw rate*. O procedimento aplicado para este estudo consiste na aplicação de sinais com a mesma amplitude nos quatro atuadores e para um determinado instante é dado uma diminuição abrupta do valor do binário disponível para o motor dianteiro esquerdo (Motor FL).

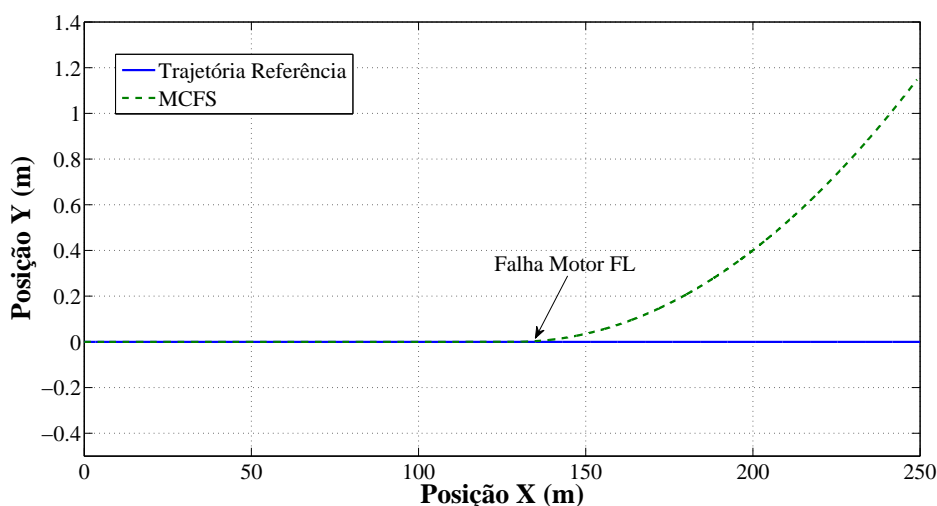


Figura 6.1: Comparação entre trajetória desejada e trajetória de veículo com falha sem controlador

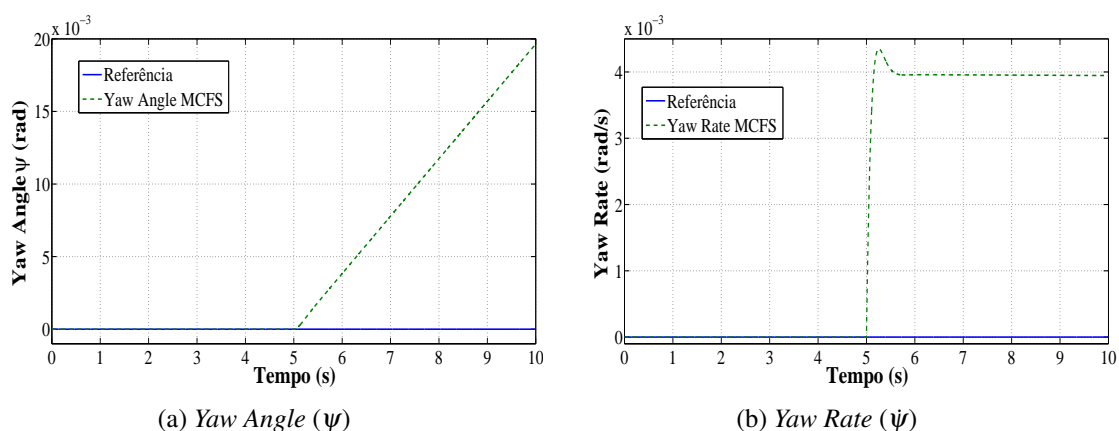


Figura 6.2: Comparação entre *yaw rate* e *yaw angle* de referência com veículo com falha sem controlador

Dos resultados apresentados nas Figuras 6.1 e 6.2 é possível concluir que a introdução de uma falha num dos motores provoca o início do desvio do veículo da sua trajetória desejada (referência). O mesmo acontece para o *yaw angle* e consequentemente para o *yaw rate*. Estes resultados servirão de base de comparação para resultados apresentados com a introdução do controlador proposto.

As Figuras 6.3 e 6.4 representam respetivamente os valores de $\dot{\psi}$ e V_x com a aplicação do controlador tolerante proposto. Para o caso do $\dot{\psi}$ observa-se que a introdução de uma falha é refletida por uma variação no próprio valor de $\dot{\psi}$. O controlador neste caso consegue impor uma tendência do $\dot{\psi}$ para o valor de referência e assim manter a estabilidade. No caso da velocidade longitudinal, o desempenho do controlador linear é inferior ao do controlador não linear. A trajetória global do veículo com a introdução do controlador tolerante encontra-se representada na Figura 6.5.

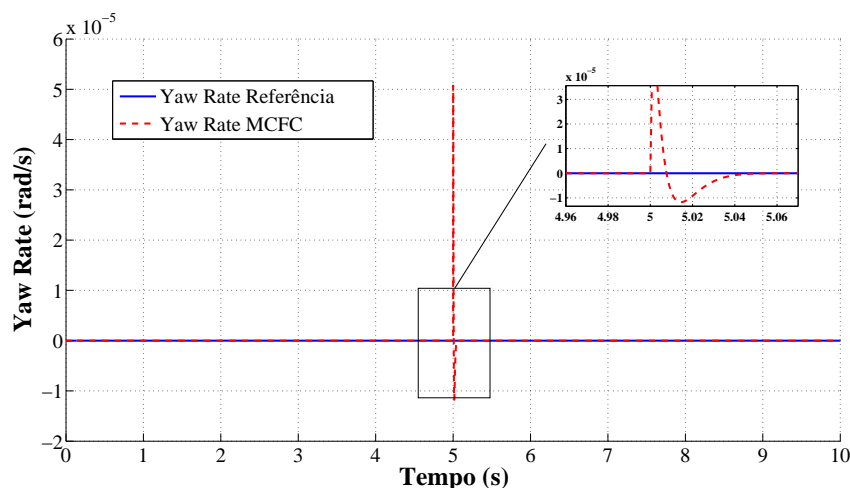


Figura 6.3: Comparação entre *yaw rate* de referência e *yaw rate* obtido com controlador

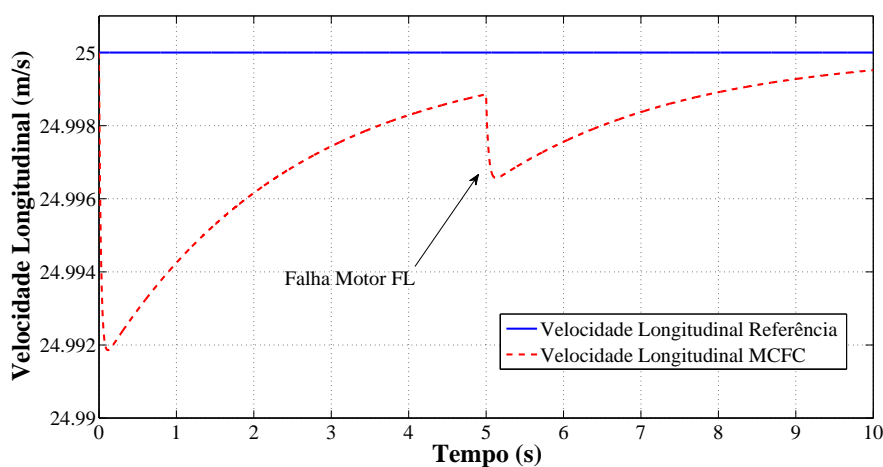


Figura 6.4: Comparação entre velocidade longitudinal de referência e velocidade obtida com controlador

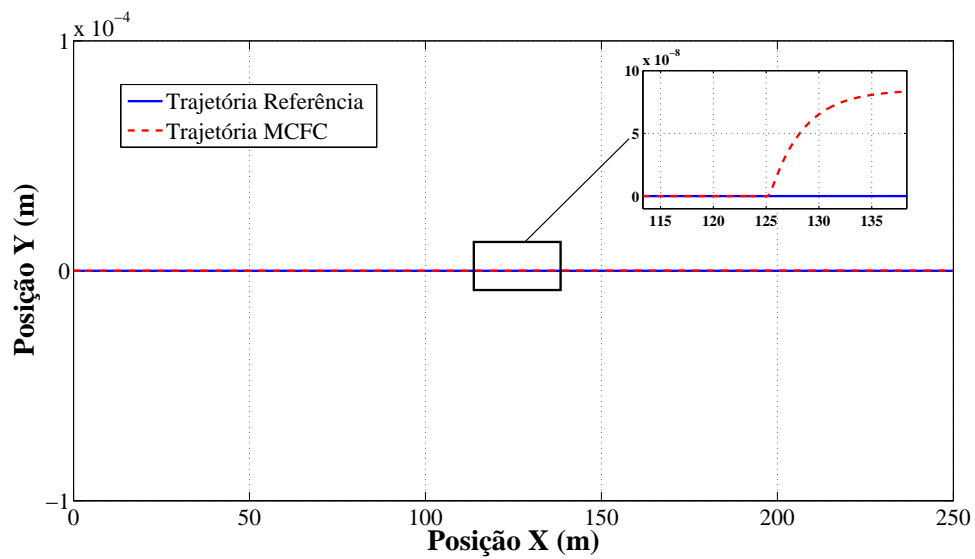


Figura 6.5: Comparação entre trajetória de referência e trajetória obtida com controlador

Note-se que mesmo com o controlador proposto existe uma pequena alteração da trajetória esperada. No entanto este tipo de controlador consegue tolerar a falha e manter o veículo muito próximo da trajetória desejada. Perante o acontecimento de uma falha é necessário redistribuir os binários de acordo com a estratégia proposta na secção 5.6.3.2. Os valores de binários que atuam em cada motor encontram-se representados na Figura 6.6.

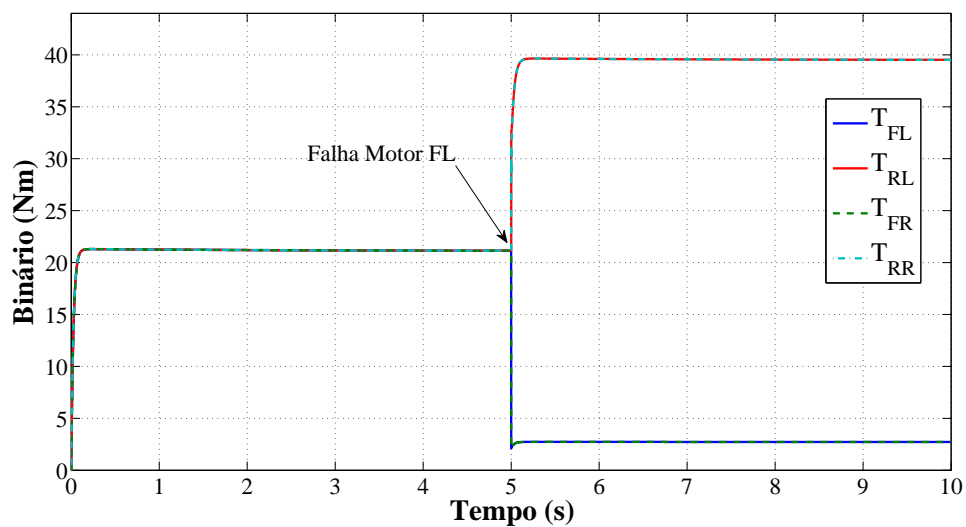


Figura 6.6: Valores de binários aplicados com falha FL

6.1.3.2 J-Turn

O segundo ensaio dinâmico realizado consiste na aplicação de um sinal semelhante a um degrau com uma amplitude de 0.04 rad ($\approx 2^\circ$) no ângulo de direcção das rodas dianteiras ($\delta =$

0.04 rad). Este sinal encontra-se representado na Figura 6.7. Para a plataforma de simulação considerada, o cenário descrito representa uma curva à esquerda contínua, ou seja, o veículo irá descrever uma trajetória circular em casos livres de falha. É considerado que o veículo viaja a uma velocidade constante e para um determinado instante é aplicado uma falha aditiva do tipo 2 da Tabela 6.2.

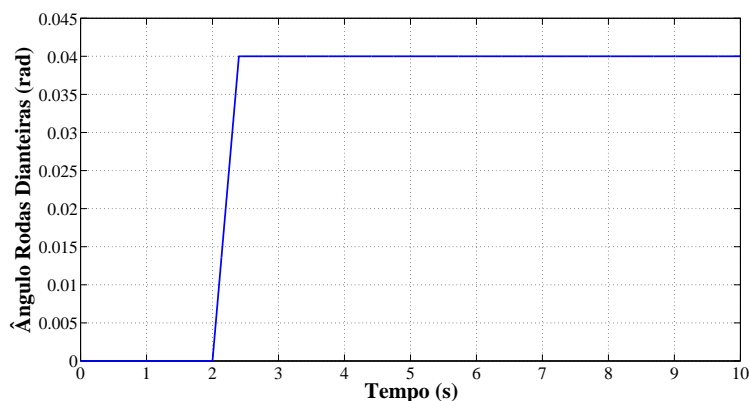


Figura 6.7: Sinal de ângulo de direção (δ)

A Figura 6.8 representa o *yaw rate* de referência (bloco de geração de sinais de referência) e o *yaw rate* obtido aplicando o controlador tolerante. Analisando os resultados obtidos é possível concluir que o controlador proposto consegue manter a estabilidade do veículo. A distribuição dos valores de binários nos quatro motores encontra-se representada na Figura 6.9.

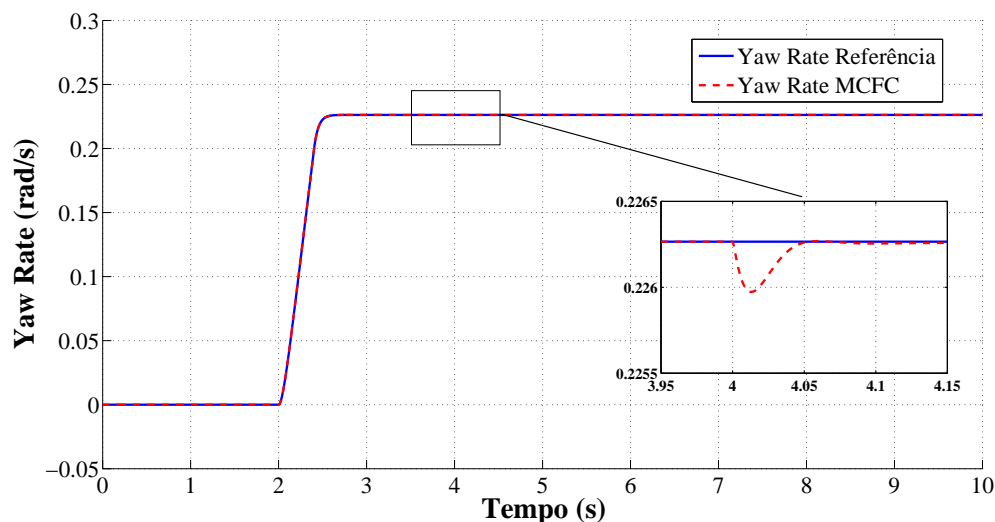


Figura 6.8: Comparação entre *yaw rate* de referência com *yaw rate* com controlador proposto

A trajetória descrita pelo veículo encontra-se representada na Figura 6.10. Da sua análise é possível verificar que a introdução da falha descrita provoca uma alteração quase insignificante da trajetória do veículo.

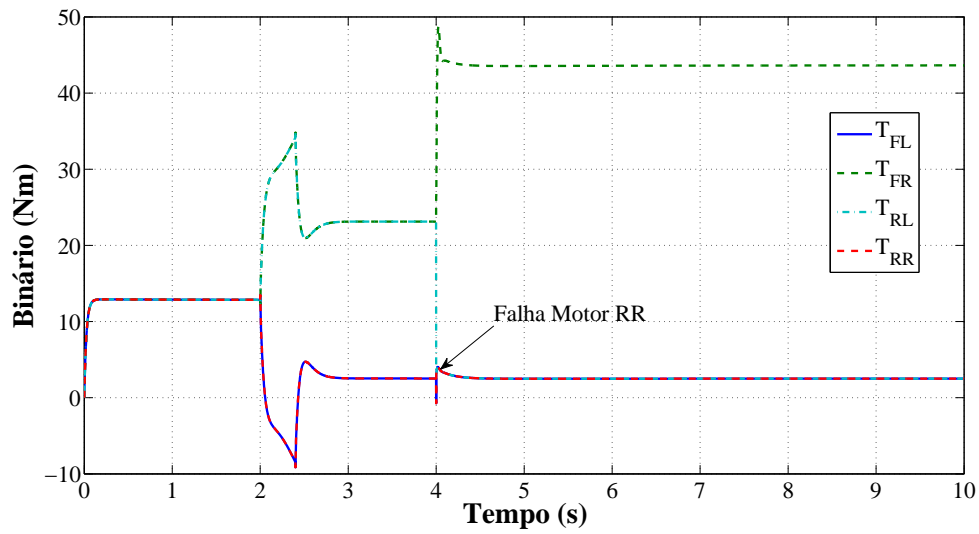


Figura 6.9: Valores de binários para falha considerada em manobra *J-turn*

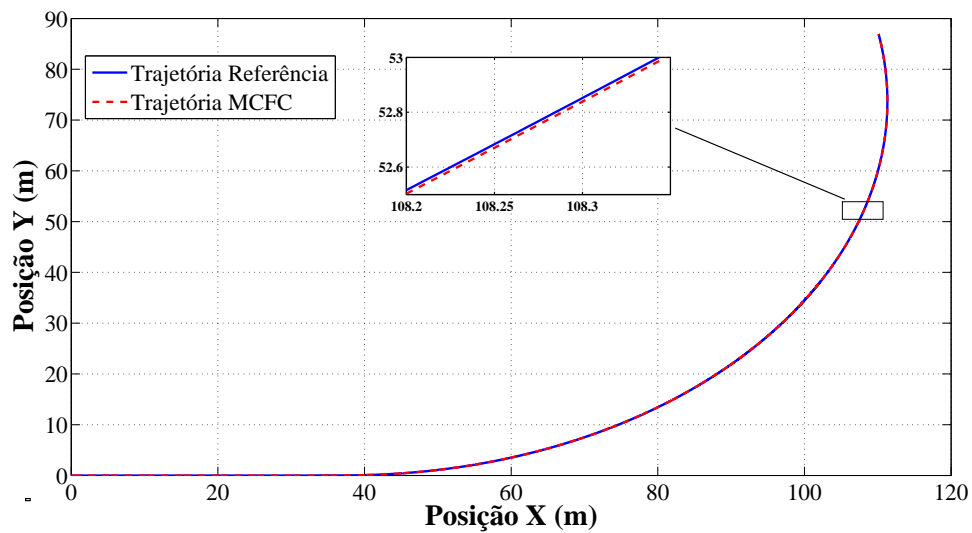


Figura 6.10: Comparação entre trajetória de referência e trajetória de veículo com controle tolerante

Os resultados obtidos neste segundo ensaio dinâmico comprovam que o controlador proposto é robusto perante o aparecimento de uma falha num dos atuadores de binário dos motores. Atendendo à trajetória obtida com o controlador proposto, representada na Figura 6.10, verifica-se a existência de pequeno desvio face à trajetória de referência. Embora exista um desvio, o veículo mantém-se numa trajetória aceitável. Da análise do *yaw rate* e da velocidade longitudinal verifica-se que o controlador implementado consegue manter estas variáveis de acordo com o sinal de referência.

6.2 Simulações com Modelo CarSim

6.2.1 Modelo CarSim

O modelo *CarSim*[®] permite simular a dinâmica de um veículo e o respetivo modelo de interface pneu/estrada com uma maior aproximação às reais características de um veículo de quatro rodas. Comparando com as simulações efetuadas para o modelo matemático implementado anteriormente, as simulações realizadas com o modelo *CarSim*[®] irão permitir analisar o comportamento de um veículo com uma aproximação bastante superior às aproximações feitas no desenvolvimento do modelo implementado. De forma a estudar o desempenho do controlador proposto, o modelo *CarSim*[®] foi integrado na plataforma de desenvolvimento *Simulink*[®]. O resultado desta co-simulação encontra-se representado na Figura 6.11.

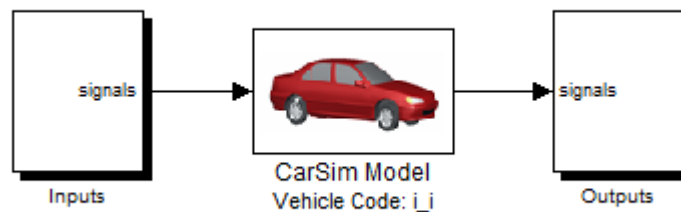


Figura 6.11: Modelo CarSim aplicado

De forma a ter em conta os parâmetros descritos na Tabela 3.1 é necessário configurar o modelo *CarSim*[®]. A configuração efetuada encontra-se descrita nos Anexos D.

6.2.2 Plataforma de Validação

À semelhança da plataforma desenvolvida para a validação das simulações efetuadas com o modelo matemático implementado (ver subsecção 3.4) foi também desenvolvida uma plataforma computacional que permite a integração do modelo *CarSim*[®] com o sistema de controlo desenvolvido em *Simulink*[®]. A plataforma desenvolvida encontra-se representada na Figura 6.12. Esta plataforma integra de forma esquemática cinco blocos principais: bloco de geração de sinais de referências, bloco de geração de falhas, lógica de sistema, bloco de definição de parâmetros de veículo e bloco de análise de resultados. O bloco de geração de referências permite gerar o tipo de manobra a efetuar bem como a referência do *yaw rate* e da velocidade longitudinal. O segundo bloco referenciado, bloco de geração de falhas, permite definir as características da falha a injetar nos quatro motores. Por sua vez, o bloco de lógica de sistema integra o modelo de veículo em *CarSim*[®] e o projeto de controlo descrito na secção 5.6. Finalmente os dois últimos blocos referenciados permitem a definição dos parâmetros do veículo e a visualização dos vários sinais escolhidos para análise do sistema desenvolvido.

Simulation of Fault Tolerant Control For CarSim & Simulink

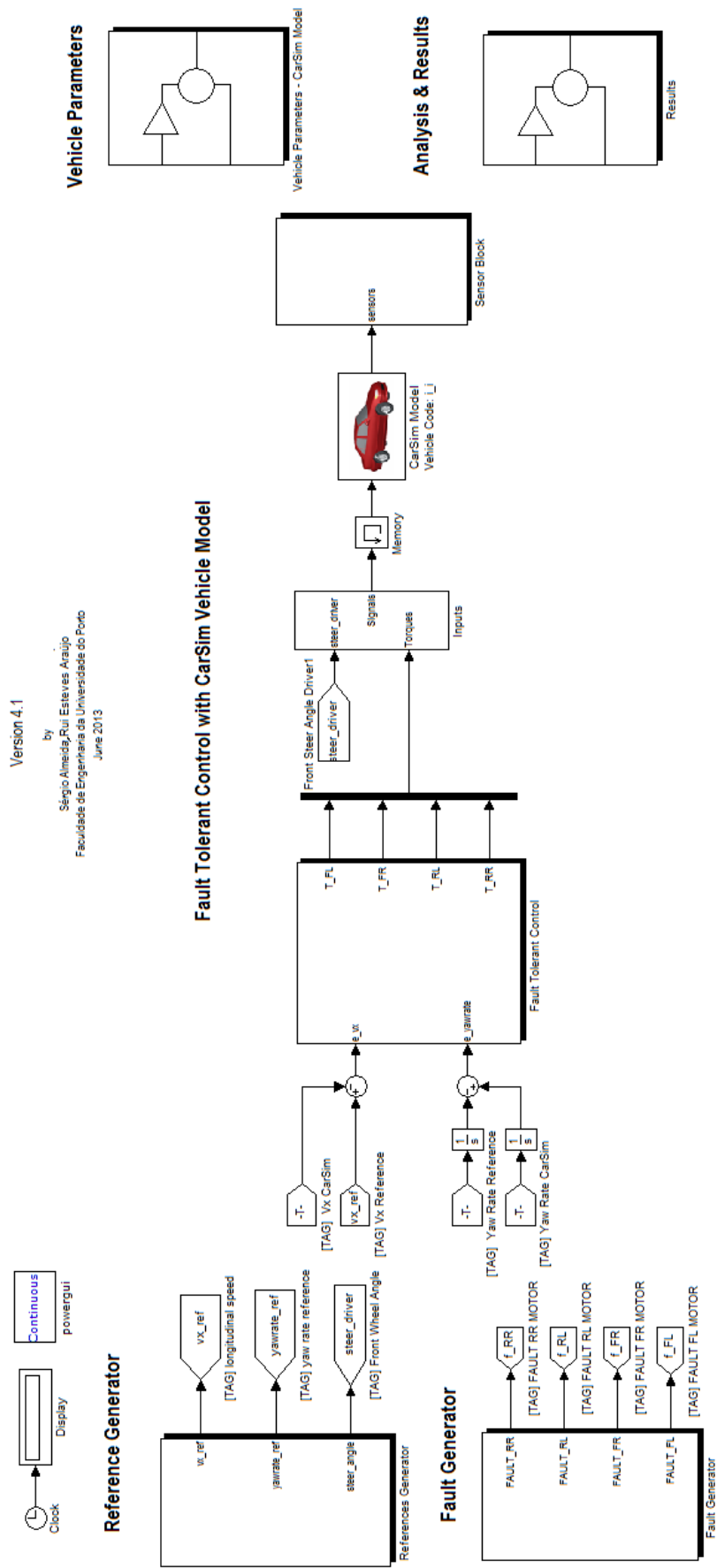


Figura 6.12: Plataforma computacional desenvolvida para validação de sistema de controlo em CarSim

6.2.3 Sintonia do Controlador

Em comparação com a sintonia do controlador realizada para os ensaios com a utilização modelo matemático estabelecido, apenas se aumentou o valor do parâmetro k para o valor de $k = 50$. Os restantes valores foram mantidos.

O ambiente *CarSim*[®] não permite a introdução direta dos valores do ângulo de direção das rodas dianteiras (δ), assim torna-se necessário aplicar uma transformação deste ângulo para o ângulo direção do volante. A relação desta transformação é dada por um ganho designado de *steer ratio*. Para o presente veículo foi aplicado o valor para o *steer ratio* de 15,37.

6.2.4 Lista de Ensaios

De forma análoga ao efetuado na secção 6.1 torna-se necessário verificar o desempenho do controlador perante diferentes manobras. Para tal, foram efetuados um conjunto de ensaios que se encontram descritos na Tabela 6.5. Para cada um dos ensaios é aplicada uma falha num dos motores. Por sua vez, a lista de falhas testadas encontra-se descrita na Tabela 6.6.

Tabela 6.5: Resumo de ensaios efetuados para modelo CarSim

#	Designação	Descrição	Velocidade (km/h)	Coef. Atrito (μ)
1	<i>J-Turn</i>	Degrau	60	1.0
2	<i>Single-Lane Change</i>	Mudança de faixa	30	1.0
3	<i>DLC</i> com Erros Paramétricos	Dupla mudança de faixa	60	0.85
4	Atraso nos atuadores	Atrasos na atuação de binários	50	0.85
5	Atraso na informação	Atraso na informação no M_f	70	1.0

Tabela 6.6: Falhas injetadas para ensaios com modelo CarSim

#	Motor Falha	Redução Ganho (%)	Instante de falha (s)
1	RL	50 ($k_{RL} = 0.5$)	6
2	RR	70 ($k_{RR} = 0.7$)	3

6.2.5 Estudos de Simulação

6.2.5.1 J-Turn

O primeiro ensaio dinâmico foi realizado de forma a aferir o desempenho do controlador para o modelo CarSim. Este estudo permite o complemento ao estudo iniciado, para a mesma manobra, na subsecção 6.1.3. Para tal foi aplicada uma falha aditiva do tipo 2 da Tabela 6.2 com variação da sua amplitude.

A Figura 6.13 analisa o efeito de diferentes amplitudes de falha. Para todas as amplitudes o controlador implementado consegue suportar a falha, sendo como esperado que as falhas com maior amplitude produzem um maior desvio do valor de referência.

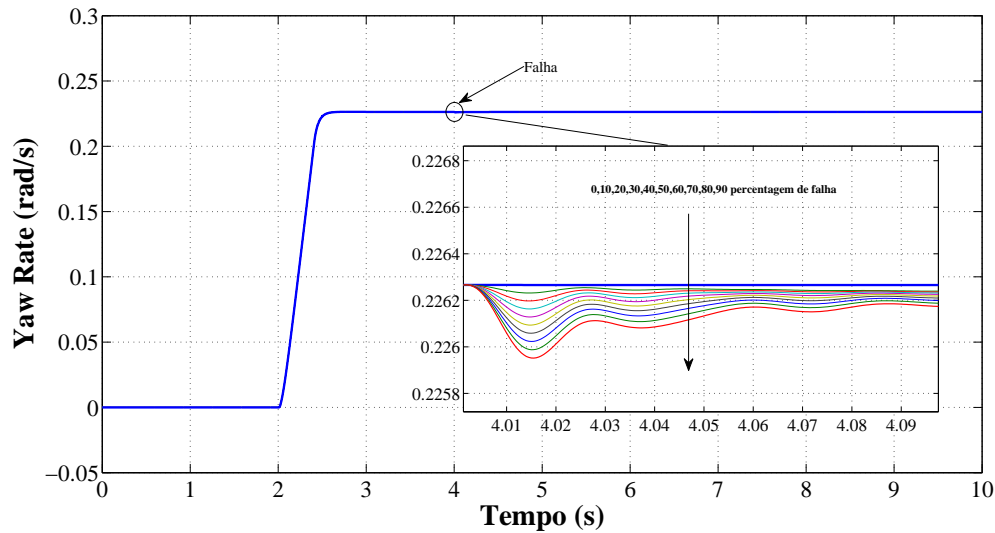


Figura 6.13: Análise de yaw rate para diferentes valores de falhas

A Figura 6.14 representa a distribuição de binários para um valor de falha $k_{RR} = 0.6$.

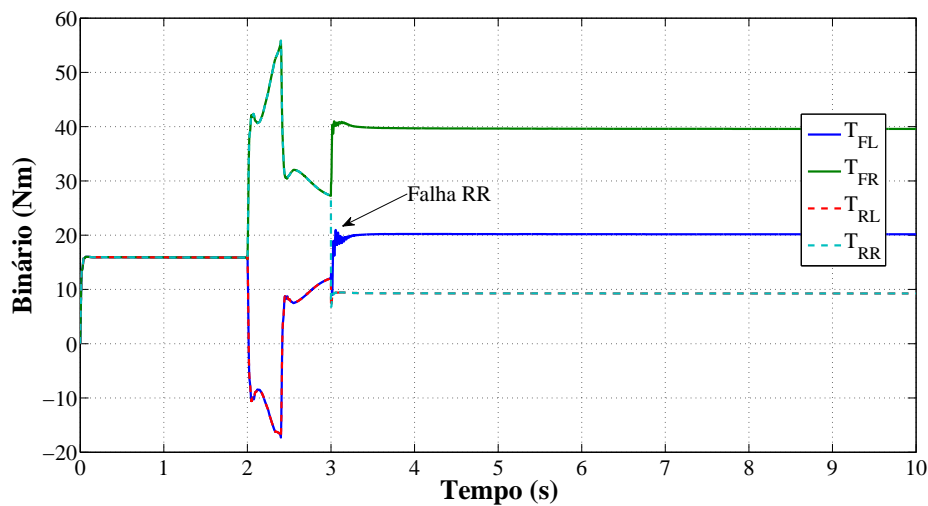


Figura 6.14: Binários para manobra J-Turn para modelo Carsim

6.2.5.2 Single-Lane Change (SLC)

Em termos reais a manobra *Single-Lane Change* consiste numa manobra de mudança de faixa. Este ensaio permitirá analisar o comportamento do veículo perante uma falha aditiva do tipo 1 (Tabela 6.6).

A Figura 6.15 representa uma comparação do *yaw rate* de referência com os sinais de *yaw rate* obtidos com o modelo CarSim e com o modelo proposto. A inclusão do sinal obtido com o modelo proposto permite comparar o desempenho de ambos os modelos e ao mesmo tempo fundamentar a validação do modelo proposto. Da sua análise, verifica-se que para ambos os modelos, o controlador proposto consegue manter os sinais de *yaw rate* próximos do sinal de referência, mesmo com a ocorrência de uma falha.

O erro normalizado (ver Eq. (3.58)) que compara a diferença entre o *yaw rate* obtido para o modelo CarSim com o *yaw rate* de referência encontra-se representado na Figura 6.16. Para a manobra livre de falhas, o erro normalizado assume sempre valores inferiores a 1%. No instante em que ocorre uma falha verifica-se um aumento até cerca de 3%, mas este valor é logo corrigido pelo controlador levando o sistema para valores adequados. Assim, da análise das Figuras 6.15 e 6.16 é possível concluir que o controlador proposto consegue seguir a referência fornecida mesmo com o aparecimento de uma falha num motor.

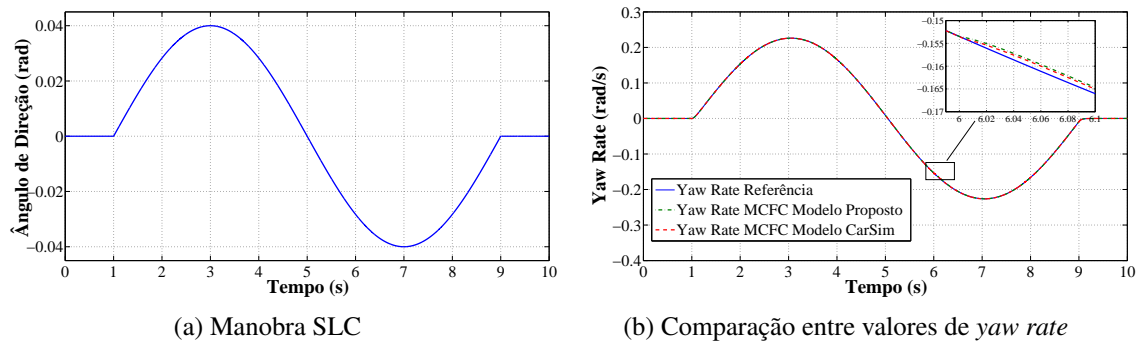


Figura 6.15: Manobra SLC e respetivo sinal de yawrate

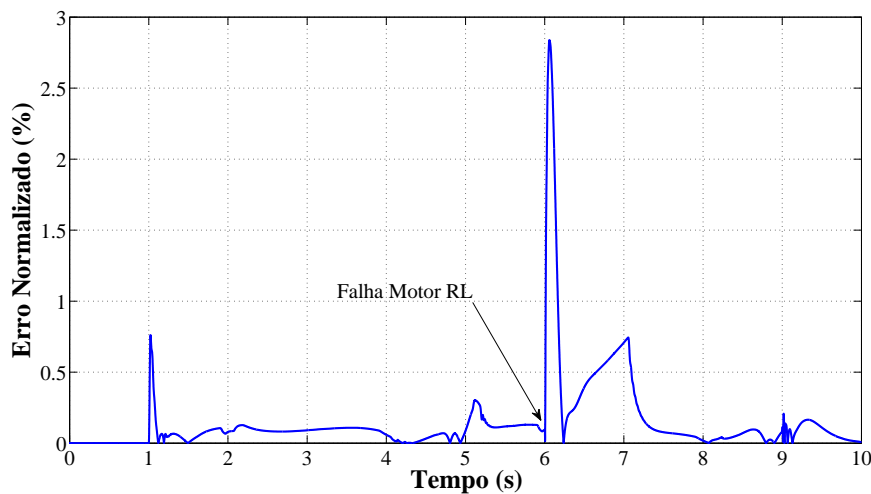


Figura 6.16: Erro normalizado para comparação entre valores de *yaw rate* de referência com valor obtido

Ainda neste ensaio foi analisada a trajetória que o veículo descreve perante a falha considerada. A Figura 6.17 representa a comparação entre a trajetória de referência (sem falhas) com a trajetória descrita pelo veículo com a ocorrência de uma falha no motor RL. Os resultados obtidos demonstram que a alteração da trajetória é mínima podendo afirmar-se que o controlador implementado consegue manter a trajetória desejada.

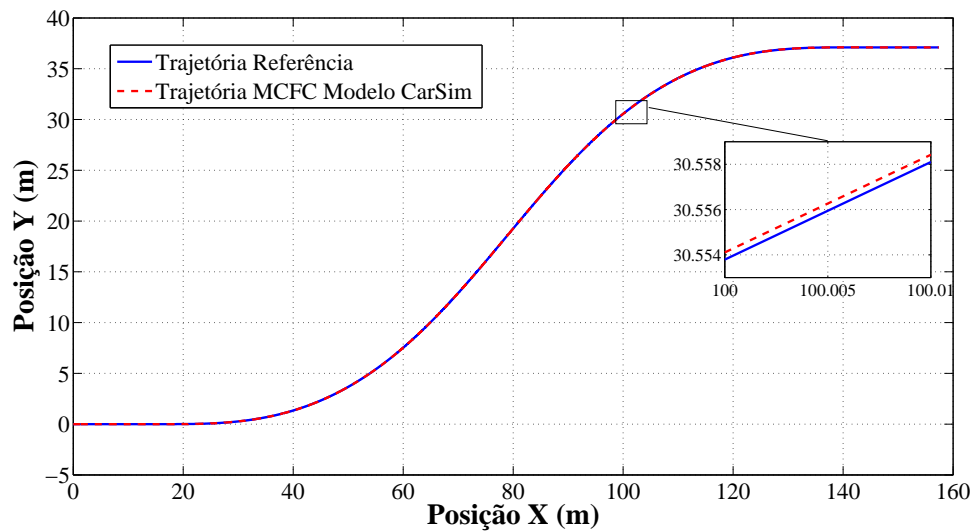


Figura 6.17: Trajetória de veículo para manobra SLC

Relativamente à distribuição de binários, a Figura 6.18 representa os valores de atuação para cada um dos motores. Da análise da mesma Figura verifica-se a correta aplicação da estratégia de distribuição proposta.

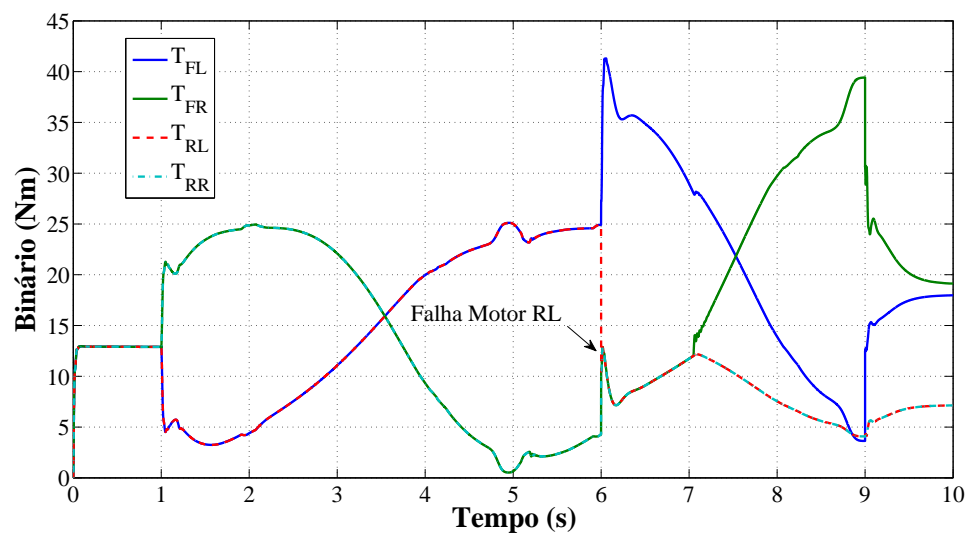


Figura 6.18: Distribuição de binários para manobra SLC

6.2.5.3 Double-Lane Change (DLC) com Erros Paramétricos

A variação do *yaw rate* face ao seu comportamento esperado é um indicador do desempenho e estabilidade do veículo. Assim, o presente ensaio tem como objetivo uma avaliação do comportamento do *yaw rate* perante variações dos valores dos parâmetros físicos l_r , C_f e V_x do veículo. Estes parâmetros definem a estrutura física do veículo e também são utilizados para a sintonia do controlador. Adicionalmente é também introduzida uma falha do tipo 2 da Tabela 6.6. As Figuras 6.19, 6.20, 6.21 representam respetivamente os resultados obtidos para a análise de variação dos parâmetros l_r , C_f e V_x . Da sua análise é possível constatar que as variações de valores dos parâmetros estudados provocam erros consideráveis na resposta transitória do *yaw rate*, mas em regime permanente o controlador consegue seguir adequadamente a referência.

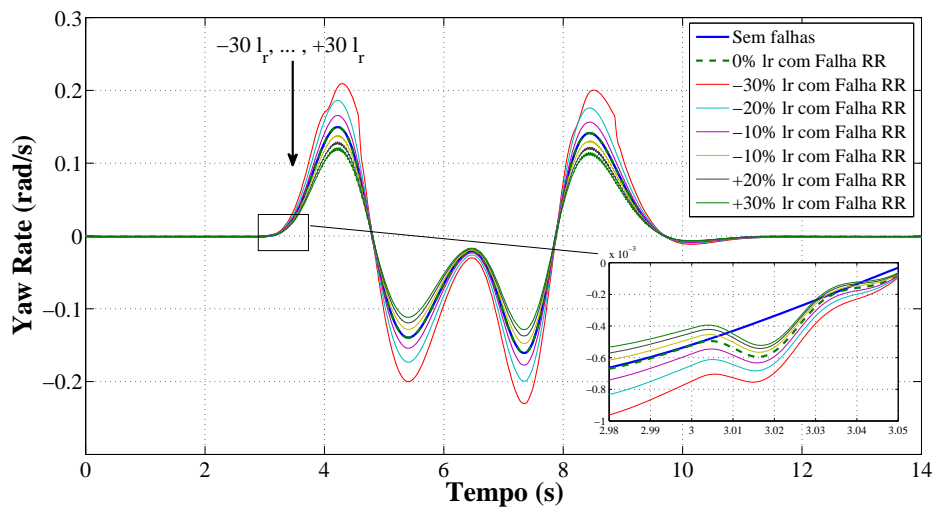


Figura 6.19: Estudo da variação de l_r com introdução de uma falha RR para manobra DLC

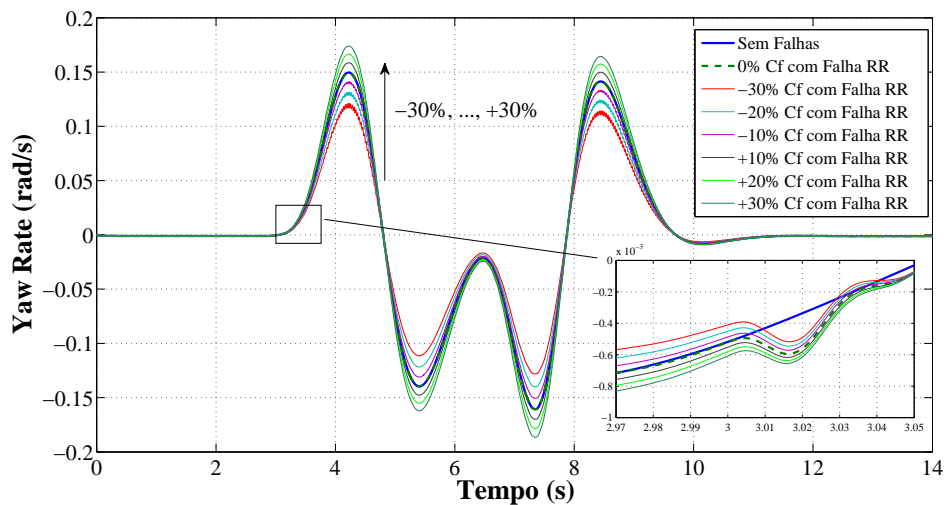


Figura 6.20: Estudo da variação de C_f com introdução de uma falha RR para manobra DLC

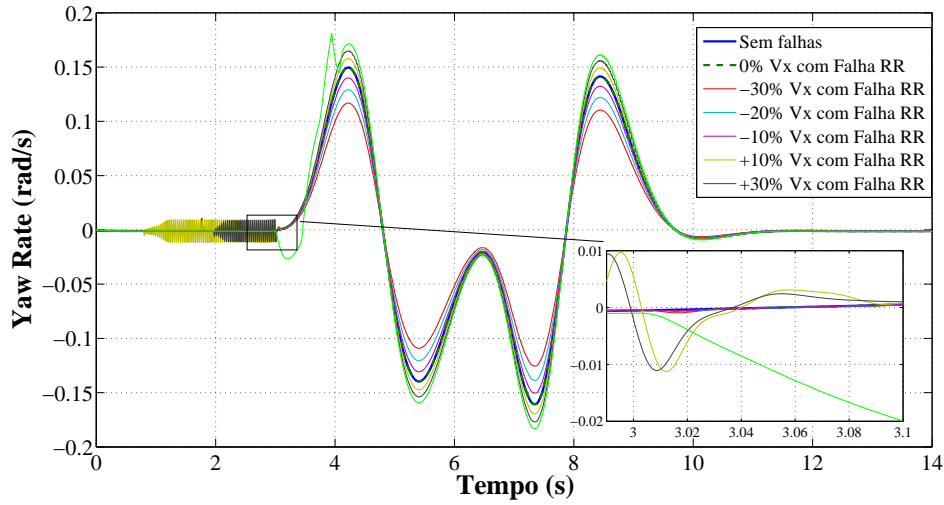


Figura 6.21: Estudo da variação de V_x com introdução de uma falha RR para manobra DLC

6.2.5.4 Atraso nos Atuadores

Pretende-se com o presente ensaio aproximar a plataforma de simulação desenvolvida (ver Figura 6.12) o mais possível à realidade. Ou seja, até ao momento foi considerado que a atuação é instantânea, o que indica que quando o controlador tem conhecimento da ocorrência de uma falha então este atua no mesmo instante. Na realidade a atuação não é instantânea e terá que ser considerado a resposta do próprio atuador. Para o presente estudo, considera-se que a resposta dinâmica dos atuadores de binário pode ser aproximada por um sistema de primeira ordem [76]:

$$\frac{T_{jw}}{T_{jw}^*} = \frac{1}{\tau_{jw} \cdot s + 1} \quad (6.1)$$

Onde T_{jw} representa o binário aplicado, T_{jw}^* representa a referência de binário e τ_{jw} a constante de tempo dominante. Tem-se ainda que $j = \{Front, Rear\}$ e $w = \{Left, Right\}$.

O presente ensaio tem em conta as seguintes condições:

- Manobra do tipo $J - Turn$ com ângulo de direção $\delta = 0.04$ rad;
- Veículo desloca-se a uma velocidade constante de 50 km/h;
- Injetada uma falha aditiva do tipo 2 da Tabela 6.6;
- Coeficiente de atrito a $\mu = 0.85$;
- Todos os atuadores possuem o mesmo comportamento ($\tau_{FL} = \tau_{FR} = \tau_{RL} = \tau_{RR} = \tau$);

A Figura 6.22 representa o comportamento dos quatro atuadores de binário (com controlador proposto) tendo em conta o comportamento dinâmico para parâmetros $\tau = 10$ ms. A inclusão desta característica provoca uma alteração da resposta do regime transitório. Por sua vez, as Figuras 6.23a e 6.23b representam respetivamente a trajetória do veículo e o *yaw rate* perante a mesma

definição de parâmetros do comportamento dinâmico. Os resultados apresentados demonstram que mesmo com a inclusão do comportamento dinâmico do atuador com os parâmetros referidos, o sistema de controlo proposto consegue manter o desempenho e estabilidade do veículo.

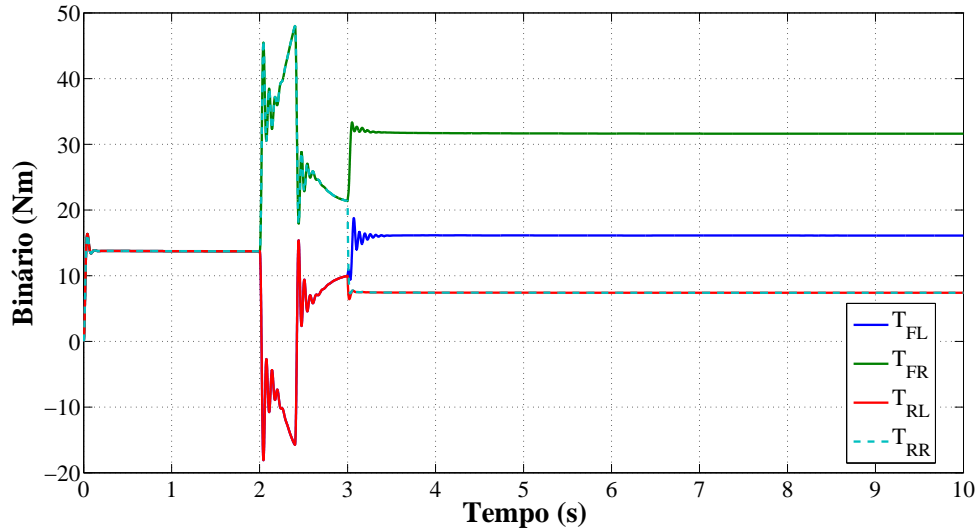
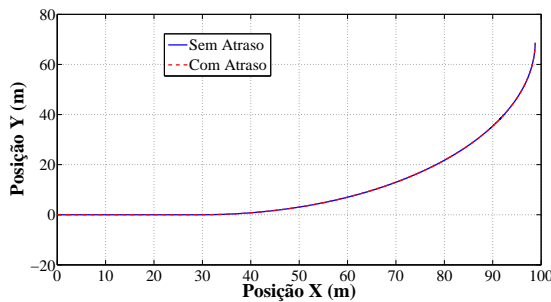
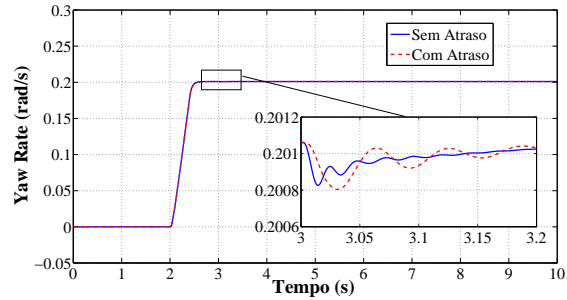


Figura 6.22: Binários relativos ao atraso na atuação para uma manobra *J-Turn* ($\tau = 10$ ms)



(a) Trajetória global de veículo para manobra *J-Turn*



(b) Yaw rate para manobra *J-Turn*

Figura 6.23: Comparação entre valores de trajetória e yaw rate sem e com atraso nos atuadores ($\tau = 10$ ms)

De forma a entender os limites do próprio controlador proposto foi elaborado um estudo para diferentes valores de τ . A Figura 6.24 representa um estudo do comportamento do yaw rate perante diferentes valores de τ . Dos resultados obtidos é possível concluir que existe uma maior deterioração do desempenho do controlador a partir do intervalo de 10ms a 15ms. A partir destes valores considera-se que o controlador não consegue seguir adequadamente a referência de yaw rate.

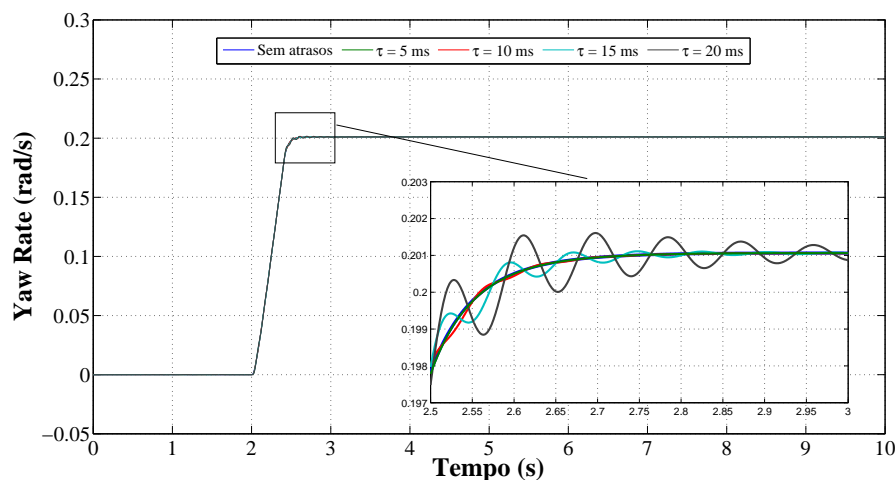


Figura 6.24: Estudo de desempenho de controlador para diferentes valores de atrasos nos atuadores

6.2.5.5 Atraso na Informação

Para o segundo ensaio com a inclusão de atrasos, foi considerado um atraso na divulgação da informação do modo de falha (M_f). Esta variável é utilizada na estratégia de distribuição de binários (ver subsecção 5.6.3.2) e tem como objetivo identificar o motor onde ocorreu a falha. O atraso utilizado foi projetado como sendo apenas um atraso puro.

Para o presente ensaio foram aplicadas as seguintes condições de ensaio:

- Manobra em Linha Reta;
- O veículo descola-se a uma velocidade constante de 70 km/h;
- Injetada uma falha aditiva do tipo 2 da Tabela 6.6;

A Figura 6.25 representa a trajetória do veículo para diferentes valores de atraso na divulgação da informação da falha. Da sua análise verifica-se que quanto maior o atraso na divulgação, maior será o desvio face à trajetória desejada. No entanto, constata-se que estes desvios são bastante reduzidos e pouco significantes. Esta característica é justificada pela utilização de um controlador tolerante passivo que não necessita de determinar a informação do atuador em falha. Assim, os desvios verificados devem-se somente à influência dos atrasos considerados no bloco de estratégia de distribuição de binários.

6.3 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados referentes para as duas plataformas computacionais desenvolvidas. Para cada tipo de plataforma foram desenvolvidos um conjunto de ensaios que permitem avaliar o desempenho perante a ocorrência de uma falha num dos atuadores do motor. A primeira plataforma computacional foi desenvolvida apenas em ambiente *Simulink*[®]. Esta

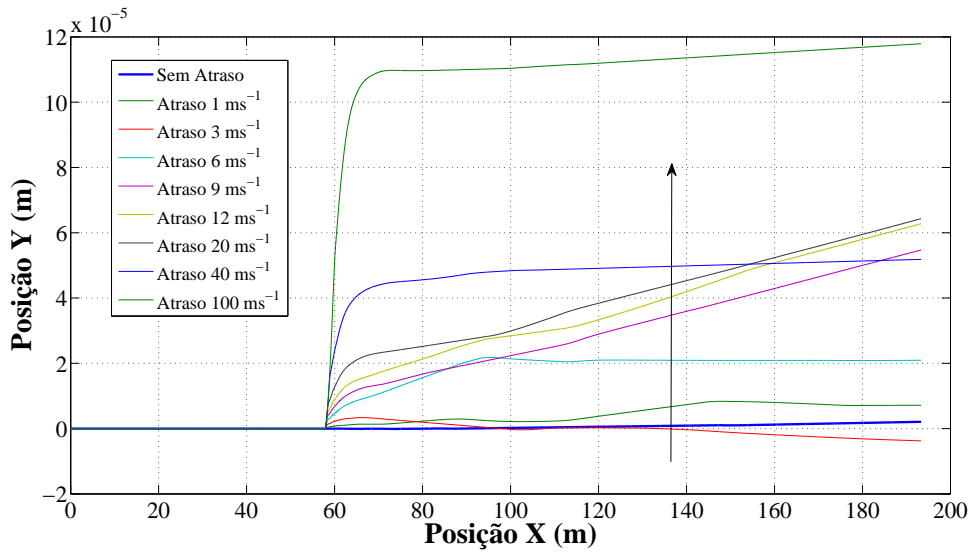


Figura 6.25: Trajetória de veículo perante diferentes valores de atrasos na informação de M_f

plataforma integra o modelo matemático estabelecido no capítulo 3 com o sistema de *CTF* proposto no capítulo 5. De forma a validar o sistema de controlo desenvolvido foram efetuados um conjunto de ensaios para diferentes manobras. Para os ensaios realizados na primeira plataforma computacional desenvolvida não foi considerado o modelo de interface pneu/estrada. Dos testes realizados verifica-se a eficiência do controlador proposto face a ocorrência de falhas nos atuadores dos motores. A segunda plataforma computacional desenvolvida permite uma co-simulação entre um modelo do veículo obtido a partir diretamente da ferramenta de simulação *CarSim*[®] e um sistema de controlo implementado em *Simulink*[®]. O modelo *CarSim* permite a simulação com uma maior aproximação às reais características de um veículo e a integração direta do modelo de interface pneu/estrada. À semelhança da primeira plataforma desenvolvida, para a segunda plataforma foram efetuados um conjunto de ensaios que permitiram avaliar o desempenho do controlador perante a ocorrência de uma falha num dos atuadores dos motores. De forma a aproximar o sistema computacional desenvolvido à realidade foram introduzidos dois tipos de atrasos: atraso nos atuadores, atrasos na informação do M_f . Os resultados obtidos para os ensaios efetuados para a segunda plataforma desenvolvida demonstram a eficiência do controlador proposto.

Capítulo 7

Conclusão

No presente capítulo são apresentadas as conclusões finais do trabalho desenvolvido e sugeridas um conjunto de ações de trabalho para desenvolvimentos futuros.

7.1 Conclusões da Dissertação

A revisão do estado da arte demonstrou que a utilização de técnicas de sistemas de *CTF* é um tema muito atual e que para além do elevado potencial de desenvolvimento, o número de aplicações práticas é crescente. Nomeadamente, a utilização deste tipo de metodologias em áreas como a indústria automóvel contribui para o aumento da segurança e da fiabilidade do veículo.

Os veículos elétricos multi-motor possibilitam o controlo independente do binário de aceleração/travagem aplicado em cada motor. Esta técnica de atuação, combinada com uma resposta rápida e precisa dos motores elétricos possibilita o melhoramento das tradicionais metodologias de controlo, tais como o controlo direto do momento externo ou o controlo de tração. Os veículos elétricos multi-motor são sistemas sobre-atuados, ou seja, o número de atuadores é maior do que o número de saídas controladas. Por outras palavras trata-se de um sistema com redundância de atuação, permitindo o desenvolvimento de metodologias de controlo tolerante a falhas nos próprios propulsores do veículo.

De forma a estudar o controlo da dinâmica de um veículo elétrico multi-motor foram revisitados os modelos matemáticos fundamentais que descrevem o comportamento de um veículo de quatro rodas. Deste estudo, resultou um modelo matemático que permitiu definir o comportamento de um veículo elétrico multi-motor. A validação do modelo matemático estabelecido foi realizada recorrendo a um conjunto de co-simulações entre as ferramentas *Matlab/Simulink*[®] e *CarSim*[®]. Os resultados obtidos demonstram que o modelo matemático implementado é adequado para descrever a dinâmica de um veículo elétrico multi-motor.

As respetivas funções de transferência e análise da sensibilidade paramétrica foram obtidas para o modelo matemático considerado. Destas duas análises foi possível concluir que para minimizar problemas relacionados com a estabilidade do veículo, o projeto de um veículo deve ser realizado de forma a possuir características US. Da análise da sensibilidade paramétrica realizada

é possível concluir que os parâmetros que mais influenciam a variação face ao comportamento normal são os parâmetros l_r e C_f . Os estudos desenvolvidos permitiram a definição de uma arquitetura de controlo tolerante a falhas que admite a possibilidade de desacoplamento do movimento longitudinal e lateral. Esta estrutura de controlo parte da simplificação resultante da separação do movimento longitudinal e lateral do veículo. Assim, dois tipos de controladores foram desenvolvidos para controlar os respetivos movimentos. Para o movimento longitudinal, considera-se que o efeito de uma falha num dos atuadores consegue ser suportado por um controlador linear PI. Relativamente, ao movimento lateral verifica-se que a ocorrência de uma falha tem um maior impacto sobre a estabilidade do veículo. Assim para este movimento foi aplicado um controlador não linear baseado em metodologias de controlo tolerante a falhas com técnicas de controlo por modo de deslizamento. A estratégia de alocação de binários desenvolvida tem em conta características de conforto. Dada a natureza redundante dos atuadores, definiu-se uma metodologia de alocação tendo em conta a distribuição uniforme de binários.

A validação do sistema de controlo desenvolvido foi realizada recorrendo a processos de co-simulação entre as ferramentas *Matlab/Simulink*[®] e *CarSim*[®]. Foram efetuadas um conjunto de manobras que permitiram avaliar a robustez do sistema de controlo tolerante a falhas desenvolvido. Os resultados obtidos demonstram a validade do sistema de controlo proposto. A escolha na utilização da ferramenta *CarSim*[®] deve-se ao facto desta permitir uma aproximação mais precisa do modelo da dinâmica de um veículo de quatro rodas bem como o respetivo modelo de interface pneu/estrada.

Por fim, considera-se que os objetivos propostos foram cumpridos. A eficácia do sistema de controlo tolerante a falhas proposto foi demonstrada recorrendo-se ao desenvolvimento de uma plataforma computacional que permite efetuar ensaios para diferentes manobras.

7.2 Desenvolvimentos Futuros

Nesta secção são apresentados algumas direções ou caminhos que poderão ser prosseguidos na direção de uma implementação prática de um controlador de movimento de um veículo elétrico multi-motor tolerante a falhas. De uma forma sumária sugere-se para desenvolvimentos futuros as seguintes ideias:

- Substituição de controlador linear (movimento longitudinal) por um controlador não linear;
- Implementação de um sistema de diagnóstico e identificação de falhas;
- Adaptar o controlador para tolerar um número mais alargado de falhas;
- Implementação experimental do sistema de controlo proposto;

A Figura 7.1 representa de forma gráfica as propostas de trabalhos futuros descritas anteriormente.

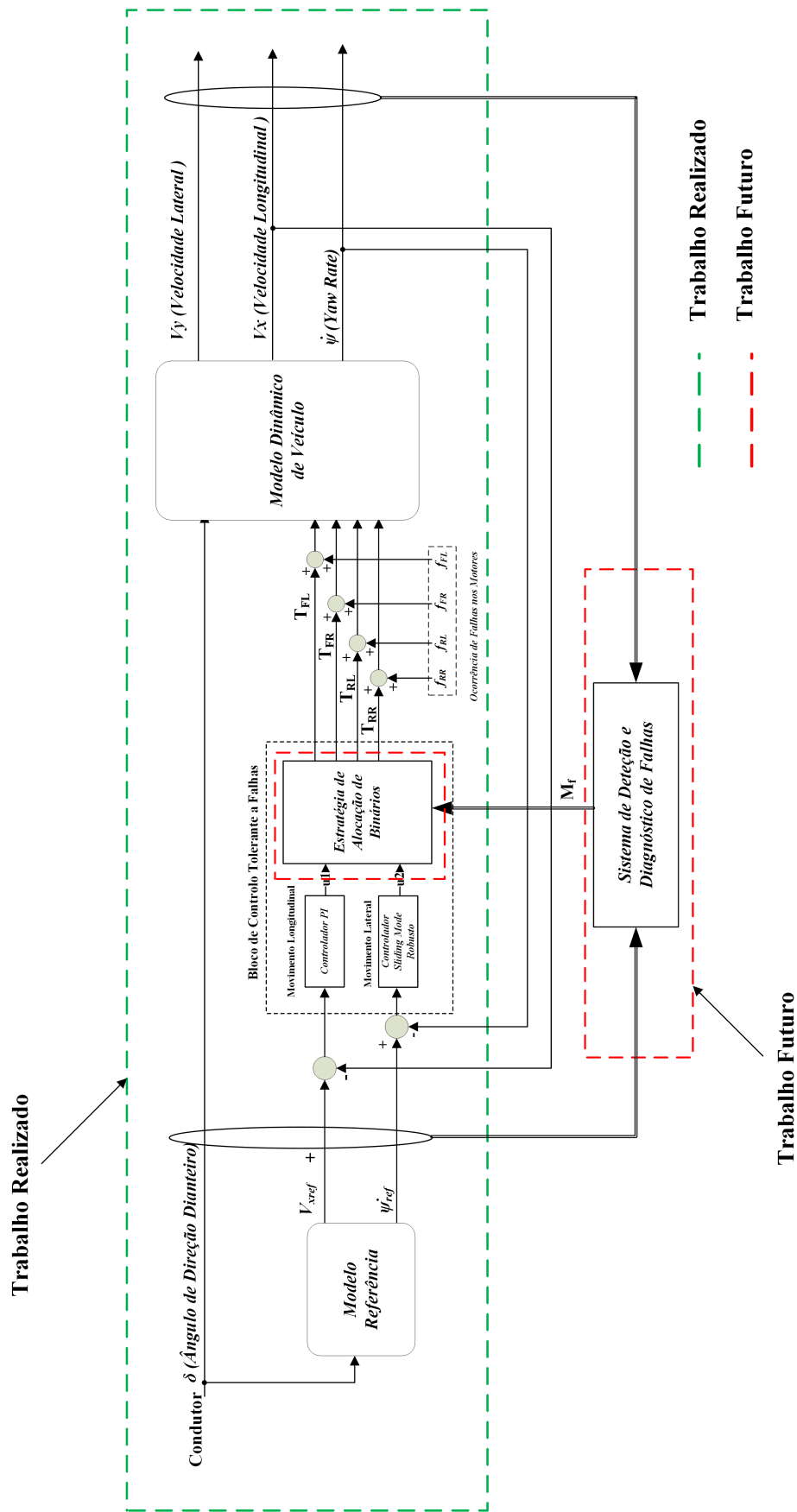


Figura 7.1: Representação esquemática de proposta de desenvolvimentos futuros

Anexo A

Estimação Paramétrica - *Cornering Stiffness*

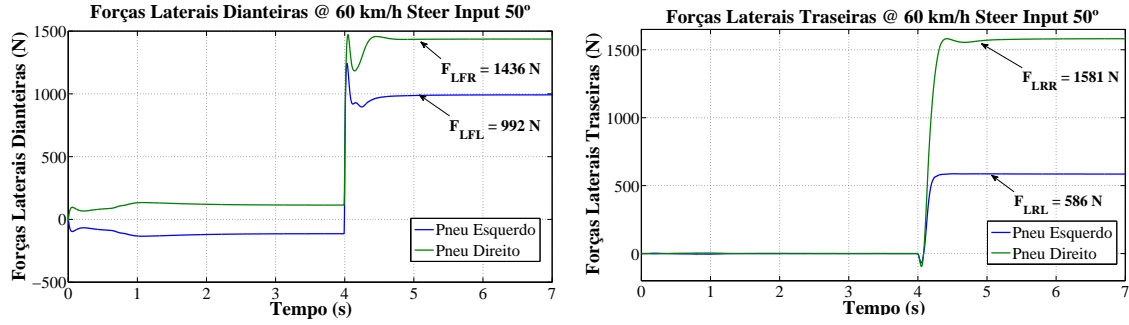
O ambiente de simulação *CarSim*[®] permite uma sensorização direta das forças laterais (F_S) do veículo e do ângulo de deslizamento (α). Admitindo que o *Cornering Stiffness* pode ser aproximado, para pequenos ângulos de deslizamento (α), por:

$$C_{ij} = \frac{\Delta F_{Sij}}{\Delta \alpha_{ij}} \approx \frac{F_{Sij}}{\alpha_{ij}} \quad (\text{A.1})$$

É possível obter os valores estimados dos *Cornering Stiffness* dianteiro (C_f) e traseiro (C_r). Note-se que a estimação direta dos valores de C_f e C_r não é possível em *CarSim*[®]. Apenas é possível uma sensorização direta de F_S . Para os ângulo de deslizamento frontal e traseiro representados respetivamente por α_F e α_R é aplicada as aproximações descritas na Eq. (3.39).

Tendo em conta os parâmetros físicos do veículo apresentados na Tabela 3.1 foi aplicado um degrau no ângulo de direção do volante de 50° (graus) com o veículo a circular a uma velocidade linear constante de 60 km/h ($60/3.6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$) para um coeficiente de atrito $\mu = 1.0$.

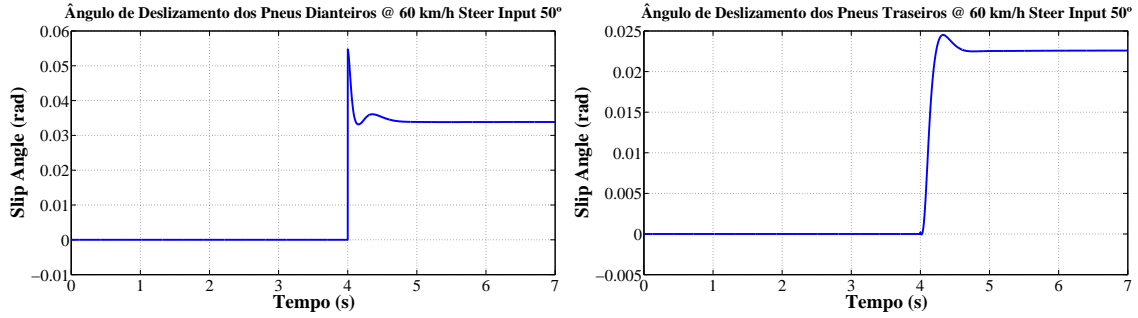
Os resultados obtidos pela medição direta das forças laterais encontram-se representados nas Figuras A.1a e A.1b para os eixos dianteiros e traseiros, respetivamente.



(a) Forças laterais do eixo dianteiro para entrada em degrau (b) Forças laterais do eixo traseiro para entrada em degrau

Figura A.1: Forças laterais para entrada em degrau

Aplicando a Eq. (3.39) foram obtidos os ângulos de deslizamento para as rodas no eixo dianteiro e traseiro, representados nas Figuras A.2a e A.2b, respectivamente.



(a) Ângulo de deslizamento das rodas para o eixo dianteiro (b) Ângulo de deslizamento das rodas para o eixo traseiro

Figura A.2: Ângulos de deslizamento

O modelo proposto (ver secção 3.4) considera que as rodas dianteiras e traseiras podem ser substituídas por uma roda equivalente. Da mesma forma é possível assumir que os valores de C_f e C_r podem ser obtidos pela média dos *cornering stiffness* das rodas dos lados esquerdo e direito dos respectivos eixos. A relação representada pela Eq. (A.2) representa a anterior simplificação.

$$\begin{aligned} C_f &= \frac{C_{fr} + C_{fl}}{2} \\ C_r &= \frac{C_{rr} + C_{rl}}{2} \end{aligned} \quad (A.2)$$

Tendo em conta as Eq. (A.1) e Eq. (A.2) foram obtidos os valores apresentados nas Figuras A.3 e A.4 para os respectivos *cornering stiffness*.

$$C_f = \frac{29234 + 42331}{2} = 35783 \text{ N/rad}$$

$$C_r = \frac{25949 + 70130}{2} = 48040 \text{ N/rad}$$

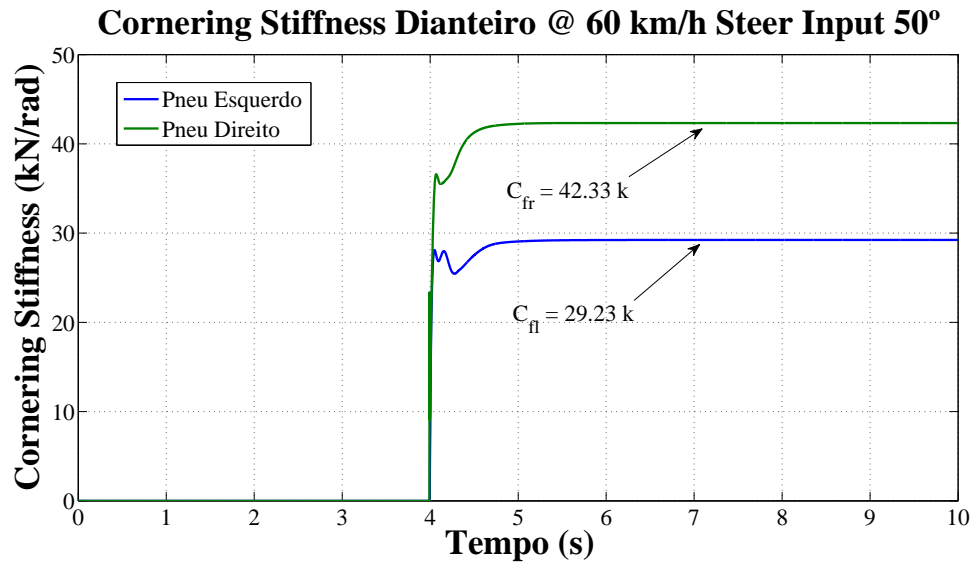


Figura A.3: Valores de *cornering stiffness* para eixo dianteiro

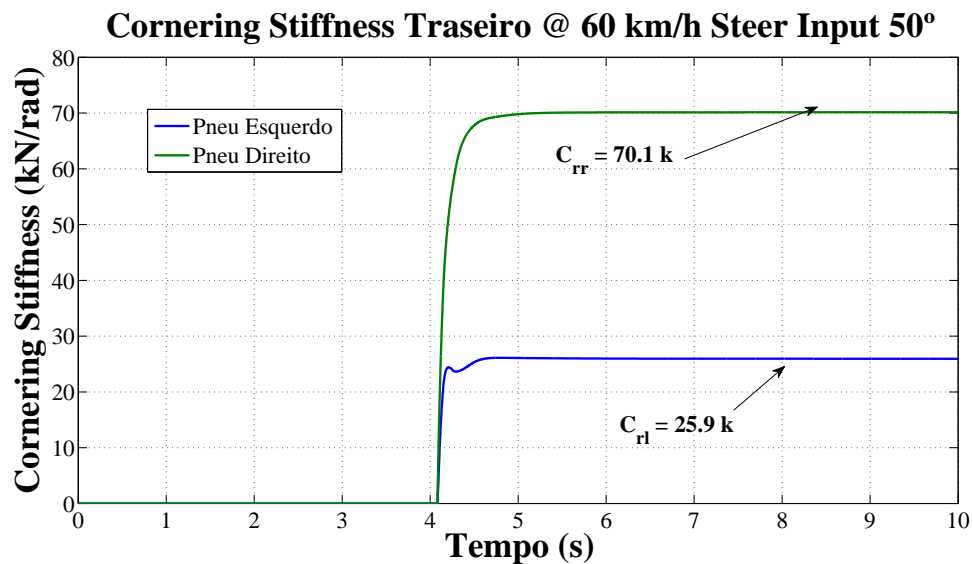


Figura A.4: Valores de *cornering stiffness* para eixo traseiro

Note-se que os valores obtidos apenas representam uma estimativa inicial. Para uma determinação analítica, sem recurso ao ambiente de simulação CarSim, os autores R. Castro [50] e

Laudau [77] propõem métodos de estimação do *cornering stiffness* baseados na função transferência do modelo. Estes métodos consistem numa identificação paramétrica através de um conjunto de entradas/saídas. Normalmente estes métodos operam no domínio discreto, assim torna-se necessário a discretização do modelo. Outros métodos passíveis de ser aplicados são por exemplo o método direto [78]. Este método baseia-se nas equações fundamentais da dinâmica lateral do veículo e opera no domínio contínuo.

Para o presente trabalho opta-se por aplicar o método de estimação descrito nesta secção. A validação dos valores estimados encontra-se na sub-secção 3.4.2.

Anexo B

Expressões de Sensibilidade Paramétrica

Do conjunto de equações representado em Eq. (4.42) foram obtidas as seguintes relações para a análise da sensibilidade paramétrica em regime permanente em função da velocidade linear (V_{CdG}) do veículo.

$$\begin{aligned} S_m^{G^\Psi}(V_{CdG}) &= \frac{V_{CdG}^2 \cdot (C_f \cdot l_f - l_r \cdot C_r) \cdot m}{2 \cdot l^2 \cdot C_f \cdot C_r + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot (l_r \cdot C_r - l_f \cdot C_f)} \\ S_{l_f}^{G^\Psi}(V_{CdG}) &= \frac{C_f \cdot l_f \cdot m \cdot V_{CdG}^2}{2 \cdot l^2 \cdot C_f \cdot C_r + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot (l_r \cdot C_r - l_f \cdot C_f)} \\ S_{l_r}^{G^\Psi}(V_{CdG}) &= -\frac{l_r \cdot C_r \cdot m \cdot V_{CdG}^2}{2 \cdot l^2 \cdot C_f \cdot C_r + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot (l_r \cdot C_r - l_f \cdot C_f)} \quad (B.1) \\ S_{C_f}^{G^\Psi}(V_{CdG}) &= \frac{(2 \cdot V_{CdG}^2 \cdot l \cdot C_r \cdot l_r \cdot m + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_r - 2 \cdot l^2 \cdot C_r + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_f) C_r \cdot C_r}{(2 \cdot l \cdot C_f \cdot C_r + C_r + C_f) \cdot (2 \cdot l^2 \cdot C_f \cdot C_r - m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_f \cdot C_f + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_r \cdot C_r)} \\ S_{C_r}^{G^\Psi}(V_{CdG}) &= \frac{(2 \cdot V_{CdG}^2 \cdot l \cdot C_f \cdot l_f \cdot m + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_f - 2 \cdot l^2 \cdot C_f + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_r) C_r \cdot C_r}{(2 \cdot l \cdot C_f \cdot C_r + C_r + C_f) \cdot (2 \cdot l^2 \cdot C_f \cdot C_r - m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_f \cdot C_f + m \cdot V_{CdG}^2 \cdot l_r \cdot C_r)} \end{aligned}$$

Anexo C

Plataforma Computacional de Validação Simulink

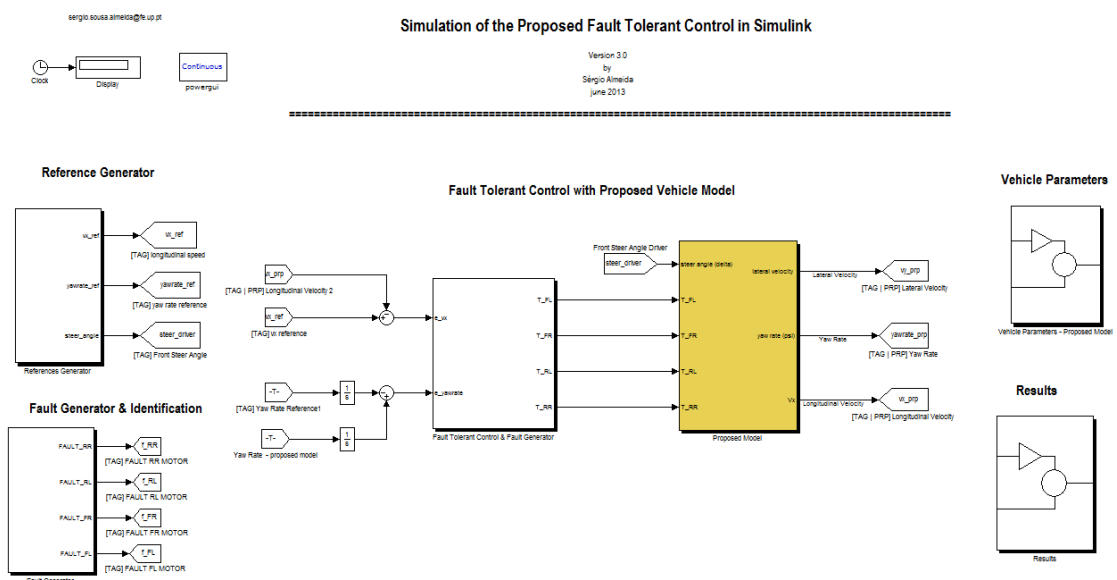


Figura C.1: Plataforma computacional para validação e testes de sistema de controlo em Simulink

Anexo D

Configuração de Modelo CarSim

D.1 Interface Principal

A interface geral do ambiente de simulação *CarSim*[®] é descrita na Figura D.1.

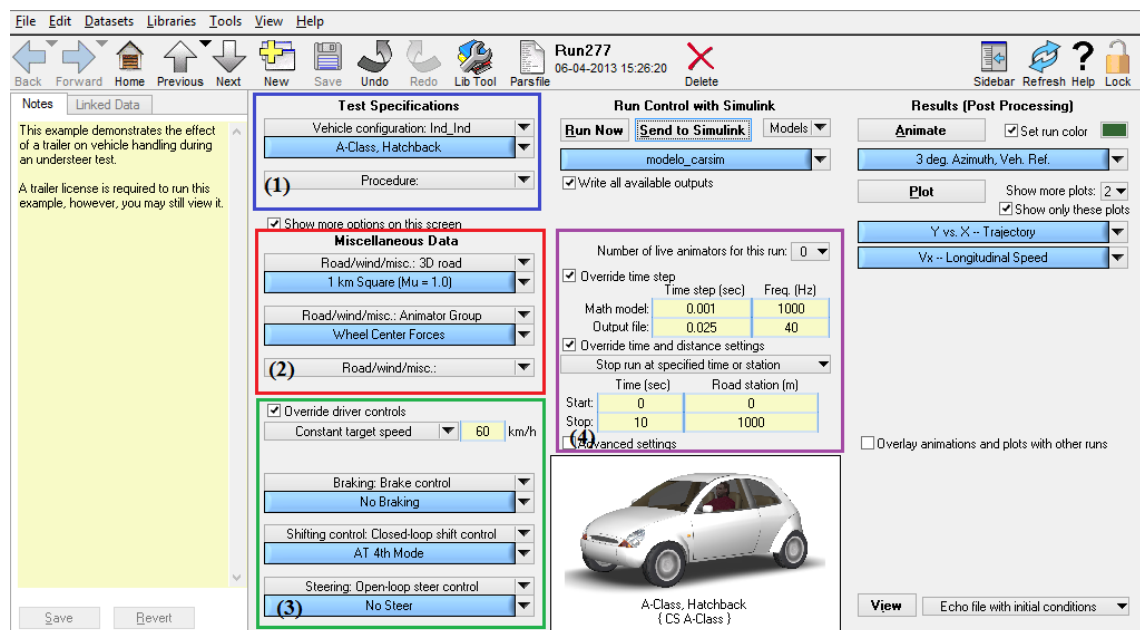


Figura D.1: Interface geral de ambiente de simulação *CarSim*[®]

D.2 Descrição de Blocos de Configuração

Existem quatro blocos principais para a configuração do modelo CarSim. Estes blocos irão ser descritos de acordo com os blocos referenciados na Figura D.1. Assim os blocos descritos são:

- Bloco 1: Configuração do tipo de veículo a utilizar.
- Bloco 2: Configuração do piso e ambiente em que o veículo circula.

- Bloco 3: Configuração do comportamento do condutor;
- Bloco 4: Configuração de tempo de passo de simulação;

O Bloco 1 permite a configuração do tipo de veículo a utilizar (*A-Class*, *B-Class*, entre outros) e de todos os sub-sistemas inerentes a cada veículo, tal como por exemplo o sistema de propulsão. Além da deste tipo de configuração, ainda é possível neste bloco definir o procedimento a efetuar pelo veículo, ou seja as manobras. No Bloco 2 é possível a identificação do ambiente e do tipo de estrada onde o veículo simulado circula, é neste bloco que é possível a definição do coeficiente de atrito da estrada. O Bloco 3 permite de definir o comportamento do condutor. Finalmente, no Bloco 4 é possível a definição do tempo total de simulação bem como o passo considerado.

D.3 Configurações Implementadas

A Tabela D.1 representa as configurações mais importantes implementadas para cada bloco.

Tabela D.1: Parâmetros de configuração de modelo CarSim

Bloco #	Designação	Valor
Bloco 1	<i>Vehicle Configuration</i> <i>Powertrain</i>	A-Class, Hatchback Binários Externos
Bloco 2	<i>Road Type</i>	1 km Square ($\mu = 1.0$)
Bloco 3	<i>Braking: Brake Control</i> <i>Shifting Control: Closed-Loop shift Control</i> <i>Steering: Open-Loop steer Control</i>	No Braking AT 4th Mode No Steer
Bloco 4	<i>Type</i>	Stop run at specified time or station

Referências

- [1] Y. Zhang e J. Jiang. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, 32:229–252, 2008.
- [2] R. Isermann e P. Balle. Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. *Control engineering practice*, 5(5):709–719, 1997.
- [3] R. Wang e J. Wang. Fault-tolerant control with active fault diagnosis for four-wheel independently driven electric ground vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60:4276–4287, 2011.
- [4] Mobility e European Comission Transport. Road fatalities in the EU since 2001. http://ec.europa.eu/transport/road_safety/specialist/statistics/index_en.html, 2013. [Online; Acedido 09-junho-2013].
- [5] SmartMotorist.com. What Causes Car Accidents? <http://www.smartmotorist.com/traffic-and-safety-guideline/what-causes-car-accidents.html>, 2013. [Online; Acedido 09-junho-2013].
- [6] Alexandre Silveira, Rui E. Araújo, e Ricardo de Castro. Survey on fault-tolerant diagnosis and control systems applied to multi-motor electric vehicles. Em *Technological Innovation for Sustainability*, páginas 359–366. Springer, 2011.
- [7] C.C Chan, A. Bouscayrol, e K. Chen. Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: Architectures and modeling. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 59(2):589–598, 2010.
- [8] Kanghyun Nam, Sehoon Oh, Hiroshi Fujimoto, e Yoichi Hori. Design of adaptive sliding mode controller for robust yaw stabilization of in-wheel-motor-driven electric vehicles. Em *EVS26, Electric Vehicle Symposium*, 2012.
- [9] Gianfranco Pistoia. *Electric and Hybrid Vehicles*. Elsevier, 2010.
- [10] N. Mutoh e Y. Nakano. Dynamic characteristic analyses of the front-and rear-wheel independent-drive-type electric vehicle (frid ev) when the drive system failed during running under various road conditions. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, páginas 1162–1169, sept. 2009. doi:10.1109/VPPC.2009.5289719.
- [11] Mogens Blanke. *Diagnosis and fault-tolerant control*. Springer Verlag, 2003.
- [12] R.J. Patton. Fault-tolerant control systems: The 1997 situation. Em *IFAC symposium on fault detection supervision and safety for technical processes*, volume 3, páginas 1033–1054, 1997.

- [13] Konstantellos Alkis. A short overview of control in european r&d programmes (1983—2013): From local loop designs, through networked and coordinated control, to stochastic, large scale and real time optimization systems. *European Journal of Control*, S0947-3580:124, 2013.
- [14] Q. Wen. *Fault-tolerant supervisory control of discrete-event systems*. Tese de doutoramento, Iowa State University, 2009.
- [15] P. Jalote. *Fault tolerance in distributed systems*. Prentice-Hall, Inc., 1994.
- [16] AD Pouliezios e G.S. Stavrakakis. *Real time fault monitoring of industrial processes*. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [17] Jesus M. Fault detection and isolation: an overview. 2010, Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Valladolid.
- [18] M. Mahmoud, J. Jiang, e Y. Zhang. *Active fault tolerant control systems: stochastic analysis and synthesis*. Springer-Verlag, 2003.
- [19] Halim Alwi. *Fault Tolerant Sliding Mode Control Schemes With Aerospace Applications*. Tese de doutoramento, University of Leicester, 2008.
- [20] J. Chen e R.J. Patton. Robust residual generation using unknown input observers. *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*, páginas 65–108, 1999.
- [21] Seyed Mojtaba Tabatabaeipour. *Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control of Hybrid Systems*. Tese de doutoramento, Aalborg University, 2010.
- [22] R. Isermann. Model-based fault-detection and diagnosis—status and applications. *Annual Reviews in control*, 29(1):71–85, 2005.
- [23] Halim Alwi, Christopher Edwards, e Chee Pin Tan. *Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes*. Springer, 2011.
- [24] Guangjun Liu. Control of robot manipulators with consideration of actuator performance degradation and failures. Em *Robotics and Automation, 2001. Proceedings 2001 ICRA. IEEE International Conference on*, volume 3, páginas 2566–2571. IEEE, 2001.
- [25] Lingli Ni e Chris R Fuller. Control reconfiguration based on hierarchical fault detection and identification for unmanned underwater vehicles. *Journal of Vibration and Control*, 9(7):735–748, 2003.
- [26] M. Muenchhof, M. Beck, e R. Isermann. Fault-tolerant actuators and drives—structures, fault detection principles and applications. *Annual Reviews in Control*, 33(2):136–148, 2009.
- [27] Steven X. Ding. *Model-based fault diagnosis techniques: design schemes, algorithms, and tools*. Springer, 2008.
- [28] P.E. Dumont, A. Aitouche, e M. Bayart. Fault detection of actuator faults for electric vehicle. Em *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, páginas 1067–1072. IEEE, 2007.
- [29] Y. Huo, P.A. Ioannou, e M. Mirmirani. Fault-tolerant control and reconfiguration for high performance aircraft: review. 2001.

- [30] P.M. Frank. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy: A survey and some new results. *Automatica*, 26(3):459–474, 1990.
- [31] I. Hwang, S. Kim, Y. Kim, e C.E. Seah. A survey of fault detection, isolation, and reconfiguration methods. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 18(3):636–653, 2010.
- [32] E. Chow e A. Willsky. Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 29(7):603–614, 1984.
- [33] J. Gertler. Fault detection and isolation using parity relations. *Control Engineering Practice*, 5(5):653–661, 1997.
- [34] R.J. Patton e J. Chen. Review of parity space approaches to fault diagnosis for aerospace systems. *Journal of Guidance Control Dynamics*, 17:278–285, 1994.
- [35] N. E. Wu, Y. Zhang, e K. Zhou. Detection, estimation, and accommodation of loss of control effectiveness. *Int. J. Adapt. Control Signal Process*, 14(775):795, 2000.
- [36] Y. Zhang e J. Jiang. Design of integrated fault detection, diagnosis and reconfigurable control systems. Em *Decision and Control, 1999. Proceedings of the 38th IEEE Conference on*, volume 4, páginas 3587–3592. IEEE, 1999.
- [37] R.J. Patton, J. Chen, e J. Chen. A study on neuro-fuzzy systems for fault diagnosis. *International Journal of Systems Science*, 31(11):1441–1448, 2000.
- [38] R.J. Patton, F.J. Uppal, e C.J. Lopez-Toribio. Soft computing approaches to fault diagnosis for dynamic systems: a survey. Em *4th IFAC Symposium on Fault Detection supervision and Safety for Technical Processes*, páginas 198–211, 2000.
- [39] C.C. Chan. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4):704–718, 2007.
- [40] J. Wang e M. F. Hsieh. Vehicle yaw-inertia-and mass-independent adaptive steering control. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, 223(9):1101–1108, 2009.
- [41] Abbas Chamseddine e Hassan Noura. Control and sensor fault tolerance of vehicle active suspension. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 16(3):416–433, 2008.
- [42] Moustapha Doumiati, Olivier Sename, Luc Dugard, John Jairo Martinez Molina, Peter Gaspar, Zoltan Szabo, et al. Integrated vehicle dynamics control via coordination of active front steering and rear braking. *European Journal of Control*, 2013.
- [43] R. Jayabalan e B. Fahimi. Monitoring and fault diagnosis of multiconverter systems in hybrid electric vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 55(5):1475–1484, 2006.
- [44] Mohammed Oudghiri, Mohammed Chadli, e Ahmed El Hajjaji. Robust observer-based fault-tolerant control for vehicle lateral dynamics. *International Journal of vehicle design*, 48(3):173–189, 2008.
- [45] Jia-Sheng Hu, Dejun Yin, e Yoichi Hori. Fault-tolerant traction control of electric vehicles. *Control Engineering Practice*, 19(2):204 – 213, 2011. doi:10.1016/j.conengprac.2010.11.012.

- [46] R. Wang e J. Wang. Passive fault-tolerant control of a class of over-actuated nonlinear systems and applications to electric vehicles. Em *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*, 2011.
- [47] Alexander Viehweider, Kanghyun Nam, Hiroshi Fujimoto, e Yoichi Hori. A fault detection and isolation scheme for lateral vehicle dynamics of evs using a quantitative parity space approach. Em *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, páginas 4630–4636. IEEE, 2012.
- [48] U. Kiencke e L. Nielsen. Automotive control systems: for engine, driveline, and vehicle. *Measurement Science and Technology*, 11(12):1828, 2000.
- [49] M. Abe e W. Manning. *Vehicle handling dynamics: theory and application*. Butterworth-Heinemann, 2009.
- [50] Ricardo de Castro. Sistema de controlo de estabilidade para o ucar. Relatório técnico, Laboratório de Sinais e Sistemas, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2008.
- [51] Rajesh Rajamani. *Vehicle dynamics and control*. Springer, 2011.
- [52] Hans Pacejka. *Tyre and vehicle dynamics*. Butterworth-Heinemann, 2005.
- [53] Jo Yung Wong. *Theory of ground vehicles*. Wiley-Interscience, 2001.
- [54] Karl J Åström. Cruise control, 2012. URL: http://www.cds.caltech.edu/~murray/amwiki/Cruise_control.
- [55] Joanny Stéphant. *Contribution à l'étude et à la validation expérimentale d'observateurs appliqués à la dynamique du véhicule*. Tese de doutoramento, 2004.
- [56] Gabriel José Neiva Ribeiro. *Metodologias de Eficiência Energética em Tempo Real para o Controlo do Motor de Indução Trifásico*. Tese de doutoramento, Universidade do Porto, 2008.
- [57] Rolf Schaumann e Mac Elwyn Van Valkenburg. *Design of analog filters*, volume 31. Oxford University Press New York, 2001.
- [58] Nobuyoshi Mutoh e Yuki Nakano. Dynamics of front-and-rear-wheel-independent-drive-type electric vehicles at the time of failure. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 59(3):1488–1499, 2012.
- [59] Avesta Goodarzi e Ebrahim Esmailzadeh. Design of a vdc system for all-wheel independent drive vehicles. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 12(6):632–639, 2007.
- [60] Junmin Wang e Raul G Longoria. Coordinated and reconfigurable vehicle dynamics control. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 17(3):723–732, 2009.
- [61] Motoki Shino e Masao Nagai. Independent wheel torque control of small-scale electric vehicle for handling and stability improvement. *JsAE Review*, 24(4):449–456, 2003.
- [62] Jean-Jacques E Slotine, Weiping Li, et al. *Applied nonlinear control*, volume 1. Prentice hall New Jersey, 1991.
- [63] Rui E. Araújo. *Modelação, identificação e controlo do motor de indução trifásico*. Tese de doutoramento, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2001.

- [64] Vadim Utkin. Variable structure systems with sliding modes. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 22(2):212–222, 1977.
- [65] Junjie He. *Integrated vehicle dynamics control using active steering, driveline and braking*. Tese de doutoramento, University of Leeds, 2005.
- [66] Kyongsu Yi, Taeyoung Chung, Jeontae Kim, e Seungjong Yi. An investigation into differential braking strategies for vehicle stability control. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, 217(12):1081–1093, 2003.
- [67] Reza Kazemi e Mansoor Kabganian. A new sliding mode controller for four-wheel anti-lock braking system (abs). *SAE 2000 Automotive Dynamics & Stability Conference*, 01:1639, 2000.
- [68] Kenneth R. Buckholtz. Reference input wheel slip tracking using sliding mode control. Em *SAE World Congress*, número 2002-01, página 0301. Citeseer, 2002.
- [69] Kanghyun Nam, Hiroshi Fujimoto, e Yoichi Hori. Lateral stability control of in-wheel-motor-driven electric vehicles based on sideslip angle estimation using lateral tire force sensors. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 61(5):1972–1985, 2012.
- [70] Sérgio Almeida e R. E. Araújo. Fault-tolerant control using sliding mode techniques applied to multi-motor electric vehicle. Artigo aceito a 15 de Junho de 2013, IECON13.
- [71] Alexandre Silveira, Rui E. Araújo, e Ricardo Castro. Fieev: a co-simulation framework for fault injection in electrical vehicles. Em *IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety*, 2012.
- [72] Graham Wheeler, Chun-Yi Su, e Yury Stepanenko. A sliding mode controller with improved adaptation laws for the upper bounds on the norm of uncertainties. Em *Variable Structure Systems, 1996. VSS'96. Proceedings., 1996 IEEE International Workshop on*, páginas 154–159. IEEE, 1996.
- [73] Dong Sang Yoo e Myung Jin Chung. A variable structure control with simple adaptation laws for upper bounds on the norm of the uncertainties. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 37(6):860–865, 1992.
- [74] Yan Chen e Junmin Wang. Fast and global optimal energy-efficient control allocation with applications to over-actuated electric ground vehicles. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 20(5):1202–1211, 2012.
- [75] Peng He, Yoichi Hori, Makoto Kamachi, Kevin Walters, e Hiroaki Yoshida. Future motion control to be realized by in-wheel motored electric vehicle. Em *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, páginas 6–pp. IEEE, 2005.
- [76] Ricardo de Castro, Mara Tanelli, Sergio M. Savaresi, R. E. Araújo, e Diamantino Freitas. Torque blending and wheel slip control in evs with in-wheel motors. *Vehicle System Dynamics: International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, 50:sup1:71–94, 2012.
- [77] Ioan Doré Landau e Gianluca Zito. *Digital control systems: design, identification and implementation*. Springer, 2006.

- [78] C. Sierra, E. Tseng, A. Jain, e H. Peng. Cornering stiffness estimation based on vehicle lateral dynamics. *Vehicle System Dynamics*, 44(sup1):24–38, 2006.